

NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXI/1982 • ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

Za další rozvoj organizace, jejího
vnitřního života a řídicí práce ... 121

IMPULSNĚ REGULOVANÉ MĚNIČE A STABILIZÁTORY NAPĚTÍ

Klasické, spojitě regulované zdroje	122
Síťový transformátor	123
Usměrňovač, filtrační člen	123
Výkonový regulační člen	124
Chlazení výkonových tranzistorů	124
Referenční napěťový normál	125
Praktická realizace	126
Základy impulsní regulace	127
Napěťové měniče impulsních regulátorů	128
Blokující měnič	128
Propustný měnič	130
Protitaktický měnič	132
Dvojitý propustný měnič	132
Několikařádné měniče	133
Součásti měničů	134
Bipolární výkonové tranzistory	134
Výkonové MOSFET	135
Diody	135
Civky, transformátory, tlumivky	136
Odrůsnutí impulsně regulovaných zdrojů	137
Řídicí obvody	138
Příklady zapojení impulsně regulovaných zdrojů	141

Konstrukční část

Vzestupný blokující regulátor	144
Dvouhladinový blokující regulátor	150
Zdroj 5 V/5 A s propustným měničem	152

Dny nové techniky TESLA-VÚST
1982 ... 159

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klábál, redaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční rada: K. Bartoš, RNDr. V. Brunnhofer, V. Brzák, K. Donát, V. Gazda, A. Glanc, I. Harminec, M. Háša, Z. Hradický, P. Horák, J. Hudec, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, J. Kroupa, ing. E. Mócik, V. Němeček, K. Novák, RNDr. L. Ondříš, CSc., J. Ponický, ing. F. Smolík, ing. E. Smutný, ing. V. Teska, doc. ing. J. Vackář, laureát st. ceny KG, J. Vorišek, ing. J. Zima.

Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí využívá PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kačkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6, Vlastina 710.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 21. 7. 1982.

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO

„ZA DALŠÍ ROZVOJ ORGANIZACE, JEJÍHO VNITŘNÍHO ŽIVOTA A ŘÍDICÍ PRÁCE“

bylo ústředním motivem referátu na 9. zasedání ÚV Svazarmu.

Referát jednoznačně ukázal na naléhavou potřebu zajistit v celé rozsáhlé činnosti Svazarmu uplatňování nových přístupů a účinnějších metod i forem řídicí práce, aby tak byly co nejrychleji vytvořeny předpoklady pro kvalitativní změny ve vnitřním životě orgánů Svazarmu, které by vedly ještě k výraznějšímu rozvoji a zvyšování branné výchovného působení základních organizací. V otázkách řízení doposud chybí komplexní zhodnocení, řídicí práce má nemalé slabiny i nedostatky, je třeba důkladně analyzovat stav a tendence ve výstavbě, vnitřním životě a řídicí práci jednotlivých odborností a přijmout potřebné závěry. To vše je třeba dělat v duchu rozpracování závěrů XVI. sjezdu KSČ do podmínek organizací tak, aby se ještě výrazněji zvýšila masovost a účinnost branného a společensko-politického působení. Praxe potvrzuje, že úspěšné plnění všech funkcí Svazarmu je mimo jiné závislé na síle, kvalitě a početnosti členské základny, na plánovitě a cílevědomě regulaci členských řad, na výchově a podchycení zájmu zejména mladých lidí o členství ve Svazarmu. Úspěšných výsledků dosahují všude tam, kde dohody mají konkrétní obsah, kde se pravidelně hodnotí činnost a kde se dosahované výsledky správně oceňují a propagují.

Zasedání ÚV Svazarmu také upozornilo na zjištění, proč v průměru více než 15 % ZO jen těžko plní své základní poslání. Příčiny jejich neuspokojivé činnosti je třeba hledat ve složení a schopnostech funkcionářského aktivu a to na všech úsecích řídicí činnosti, v málo konkrétní a účinné pomoci orgánů zodpovědných za jejich řízení, i v nejasném či vůbec nepřipraveném programu práce ZO. Někdy chybí i větší zájem a iniciativa porvat se s problémy materiálního rázu, najít si potřebné organizátory a prostory pro činnost a upevnit spolupráci s národními výbory, organizacemi NF, komisemi pro brannou výchovu a více se opírat o stranické orgány a organizace. Stává se také, že přes známé těžkosti a problémy objektivního a subjektivního rázu se udržují při životě, či pouze statisticky vedou i takové ZO, u kterých nejsou vyhlídky na zlepšení jejich práce.

Kritická slova, pronesená na adresu práce některých řídicích orgánů platí zejména v posledním období na činnost elektronických odborností Svazarmu. Řídicí práce řad elektronických odborností doposud výrazně pokulhává za potřebami urychleného rozpracování závěrů XVI. sjezdu KSČ do podmínek organizace tak, jak to bylo stanoveno na červnovém zasedání ÚV Svazarmu v r. 1981. Stále chybí kvalifikované vypracování, odborně fundovaná a hlavně konkretizovaná koncepce rozvoje činnosti elektronických odborností v celé jejich šíři, od branné sportovní radistky přes konstrukční vfi nf techniku, nahrávací i zobrazovací techniku, řídicí a automatizované systémy, ale i elektrotechniku a robotiku, až zejména v poslední době se bouřlivě rozvíjející mikroprocesorovou a počítačovou techniku. Při tom však neopomíjející velmi důležitou polytechnickou výchovu občanů, vedoucí k bližšímu seznámení s elektrickými a elektronickými zařízeními, která se stále výrazněji uplatňují ve společenské i soukromé (domácí) sféře činnosti. Vypracování

takové koncepce jak na úrovni ústředních rad, tak i na nižších stupních řízení však naráží na nezdravý zájmově zúžený pohled, kdy se hájí, vyzdvihují a prosazují osobní záliby a zájmy před skutečnými celospolečenskými potřebami a cíli. Děje se tak často neuvědoměle (tito aktivisté jsou přesvědčeni, že jediné „jejich“ odbornost je ta, kterou společnost nejvíce potřebuje), čímž výrazně oslabují skutečné požadavky hnutí. I zde je třeba co nejdůrazněji připomenout slova s. G. Husáka, přednesená na 4. zasedání ÚV KSČ, o tom, že: „Nárocnost nových úkolů, složitost podmínek, v nichž jsou realizovány, vyžadují zásadní obrát v úrovni a účinnosti veškeré řídicí práce“, což také znamená, že je nanejvýš nutné, aby řídicí práce (a platí to v neztenčené míře i v zájmové, celostátně organizované činnosti) byla svěřována lidem kvalifikovaným, odborně zdatným, s širokým a komplexně pojatým rozhledem, kteří by nebránili zavádění nových progresivních forem odborných činností do života organizace a kteří by se nebáli poprat se vznikajícími problémy a potížemi.

Přetrvává velmi pomalá reakce aktivisticky řízených ústředních rad elektronických odborností na nové možnosti rozvoje elektroniky, jejichž cesty k širšímu a rychlejšímu rozvoji připravil ÚV Svazarmu uzavřením dlouhodobých dohod mezi Svazarmem, federálním ministerstvem elektrotechnického průmyslu a obchodním podnikem TESLA-ELTOS, podle kterých lze pro ZO Svazarmu získat výraznější materiálové zabezpečení pro konstrukční činnost, i další spolupráci v rozvoji výpočetní techniky, jejíž realizace již přinesla první výsledky v podobě dodání 24 kufříkových školních mikropočítačů pro potřeby Svazarmu.

Obdobná situace je prozatím i v oblasti zabezpečení radiomateriálu na základě zmíněných dohod. Zde je třeba, aby signatáři smluv vypracovali konkrétní zákonné postupy zabezpečení svazarmovských organizací druhojakostním, výběrovým a nadnormativním radiomateriálem. Ale i zde je aktivita na velmi nízké úrovni, i když by mělo jít (jak je nám všem dobře známo z neuspokojivého stavu v obchodní síti) o činnost nanejvýše potřebnou i zásluhou. Vždyť mnohé výstavy amatérských prací, využívajících pouze v tuzemsku dostupných součástek (např. poslední Hifi-Ama v Praze), ukazují na relativně velmi nízkou úroveň z hlediska obvodového zapojení, i když vnější provedení má obvykle dobrou úroveň. Takový výrobek přímo hovoří slovy autora: „Když už nemám možnost sehnat moderní součástky, obléknu konceptně zastaralé zapojení do moderního „kabátu“, třeba si někdo uvědomí, že zručnost a um mezi lidmi stále jsou, i když často není z čeho vyrábět.“ Jestliže budeme mládež učit, obecně řečeno, stavět pouze „krystalky“, pak po nich, až budou starší, těžko budeme moci chtít, aby uměli myslet systémově. A bez systémového a komplexního myšlení nemůže člověk účinně realizovat moderní a pokrokové myšlenky ať již z hlediska brannosti, či zavádění nových pracovních postupů v hospodářské sféře.

Jediné nové přístupy k řídicí práci, oprostěné od pohodlnictví a staromilství, mohou v plné šíři rozvinout tuto tak potřebnou činnost. A jak bylo řečeno na 9. zasedání ÚV Svazarmu, všechny řídicí orgány a komise (i funkcionáři), které ne-

jsou schopné plnit uložené i společensky potřebné úkoly, je třeba zrušit, popř. nahradit je jinými tak, aby byla záruka, že povedou elektronické odbornosti vstříc VII. sjezdu Svazarmu s takovou obsahovou náplní, aby plnily nejen úkoly vytyče-

né požadavky brannosti, ale i úkoly spojené s rozvojem elektronizace národního hospodářství. Náplň činnosti musí být přitom plně přitažlivá zejména pro zájmovou činnost mladých lidí.

Jak

IMPULSNĚ REGULOVANÉ

MĚNIČE A STABILIZÁTORY NAPĚTÍ

František Kyrš

Problematika stabilizace napětí i napájecích zdrojů vůbec je většinou nespecializovaných techniků zákonitě chápána jako okrajová záležitost. Na jedné straně řada podstatnějších problémů, na druhé dokonale propracovaná teorie klasické lineární regulace, dostatek literatury i vyhovující součástková základna takový přístup v běžných případech dokonale zdůvodňuje.

Situace se však mění se změnou nároků na některé parametry zdrojů. Namátkou lze uvést nároky na extrémní přesnost a stabilitu (dlouhodobou, teplotní) napětí, problémy při velmi malých nebo naopak velkých napájecích napětích a zvláště problémy, spojené s praktickou realizací regulátorů pro větší výstupní výkony. Má-li být i v těchto případech dosaženo úspěchu, nelze jít vyšlapanými cestami. O tom, že se v poslední době děje i v tak ustálené oblasti, jakou po dlouhou dobu napájecí zdroje představovaly, něco nového, svědčí i stránky našich a zahraničních odborných časopisů.

Jedním z progresivních směrů v uvedené oblasti jsou impulsně regulované (spínačové, spinané) na-

pájecí zdroje, které se donedávna používaly jen ve speciálních případech. Jejich mnohé výhodné vlastnosti a především rychlý technologický rozvoj v oblasti součástek způsobily, že dnes tyto zdroje nacházíme prakticky všude – typickým příkladem mohou být napájecí obvody moderních televizních přijímačů.

V amatérských konstrukcích se dosud s touto novou technikou nesetkáváme. Jedním z důvodů je jistě i nedostatek literatury – kusé a nevyčerpávající informace, s nimiž se amatér v literatuře setkává, nestačí k získání byt' povrchního vlastního názoru na problematiku. Pochopení principů impulsní regulace, nezbytné pro vlastní návrh i konstrukci, vyžaduje ve srovnání s tradičním řešením zcela jiný přístup. Druhým z podstatných důvodů dosavadní stagnace je nedostupnost speciálních součástí a obvodů. Přesto lze konstatovat, že již dnes lze, s naší součástkovou základnou, dosahovat využitím impulsní regulace zajímavých praktických výsledků.

Toto číslo AR-B sleduje především dva cíle: a) Podat v monometrickém celku přístupnou formou základy impulsní regulace, poskytnout přehled

o přednostech a nedostacích nejužívanějších koncepcí a seznámit čtenáře s požadavky na vlastnosti speciálních obvodů a součástí;

b) naznačit na několika příkladech konstrukci jednoduchých regulátorů vhodnou metodiku návrhu i možnosti praktické realizace. Jednotlivá řešení byla záměrně volena tak, aby v souladu s teoretickou částí zdůrazňovala základní problémy, spojené s jednotlivými regulačními koncepcemi. V neposlední řadě naznačují i některé možnosti (z hlediska běžně dostupné součástkové základny) nezbytných technologických improvizací.

Vzhledem k omezenému rozsahu příspěvku je logické, že praktické konstrukce nemohly pokrýt oblast impulsní regulace v plné šíři. Jejich výběr byl však veden tak, aby se vhodně doplňovaly s konstrukcemi, uvedenými v seznamu doporučené literatury.

Autor i redakce doufají, že tímto příspěvkem předkládají čtenářům solidní základ, který pomůže podnitit aktivitu a tvůrčí invenci konstruktérů v dosud zcela opomíjeném a bezesporu perspektivním oboru elektroniky.

Klasické, spojitě regulované zdroje

Abychom si osvětlili výhodné i nevýhodné vlastnosti klasických lineárních zpětnovazebních regulátorů napětí, věnujme se zprvu některým obecným problémům, spojeným s jejich řešením. V souladu s blokovým schématem na obr. 1 předpokládáme běžný zdroj stabilizovaného napětí s omezeným výstupním výkonem, napájený ze sítě.

Síťový transformátor na vstupu zdroje má dvě základní funkce:

- a) transformuje síťové napětí na úroveň, vhodnou pro optimální činnost stabilizátoru,
- b) galvanicky odděluje obvody stabilizátoru a tím i napájeného zařízení od rozvodné sítě.

Napájecí napětí pro regulátor se získává usměrněním a filtrací sekundárního napětí ST. Výkonové usměrňovače US používají polovodičové diody a jsou ve směs řešeny tak, aby současně pracovaly jako zdvojeňovač kmitočtu. Filtř F1 v usměrňovači je vlastně dolní propust' s kmitočtem zlomu podstatně nižším, než je kmitočet sítě. Je obvykle kapacitní, ve výjimečných případech LC. Napětí U_{vst} na vstupu regulačního členu stabilizátoru co do amplitudy i zvlnění se značně mění jak při změně síťového napětí, tak výstupního (zatěžovacího) proudu I_z . Akčním prvkem stabilizátoru je regulační člen RC. Tuto funkci zpravidla zastává bipolární tranzistor ve vhodném zapojení, pracující jako spojitě proměnný odpor. Na obr. 1 je použit sériový regulační člen. Zpětnovazební regulace je založena na existenci určité malé a z hlediska velikosti U_s zanedbatelné, ale vždy nenulové odchylky ΔU mezi vztázným, referenčním napětím U_{ref}

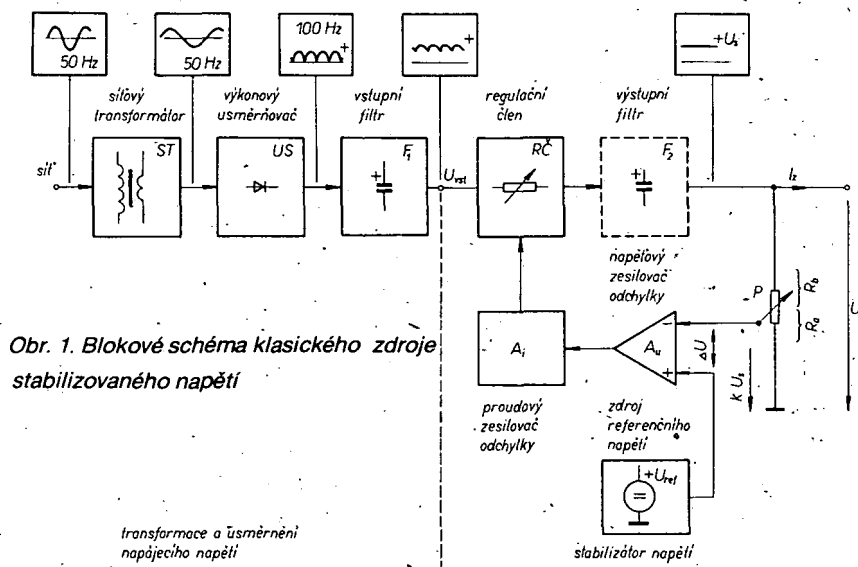
a výstupním stabilizovaným napětím U_s , na vstupu napětového zesilovače odchylky A_u . Změnou součinitele k lze upravovat velikost výstupního stabilizovaného napětí v širokých mezích od $U_{s,min} = U_{ref}$. Zesílené napětí ΔU ovládá okamžitý odpor regulačního tranzistoru zápornou zpětnou vazbou tak, aby byl potlačen vliv vnějších podmínek (kolísání sítě, změny zatěžovacího proudu) na stabilitu U_s . Protože bipolární tranzistor potřebuje na vstupní straně určitý, mnohdy značný budicí výkon, je běžnou součástí stabilizátoru proudový zesilovač odchylky A_i . Čím větší je napětový i proudový zisk zesilovače odchylky, tím menší je statická odchylka výstupního napětí ΔU_s , ovlivňovaná proměnnými parametry vstupní i výstupní strany regulátoru.

Dynamické parametry regulátoru (kolísání ΔU_s při skokových změnách zátěže), jeho dynamická a kmitočtová stabilita jsou ovlivňovány kmitočtovými vlastnostmi zpětnovazební regulační soustavy. Ke

kmitočtové kompenzaci regulační smyčky se kromě kompenzace vlastního zesilovače často používá i výstupní filtr F2, který potlačuje i šumová napětí na výstupu.

Dlouhodobá a teplotní stabilita správně navrženého zpětnovazebního regulátoru je v zásadě určena pouze stabilitou referenčního napětí U_{ref} .

Podstatným a charakteristickým rysem klasických zpětnovazebních regulátorů je jejich spojitost. Výstupní napětí U_s je v libovolném okamžiku pod neustálou kontrolou zpětnovazební smyčky. Díky tomu mohou být spojitě stabilizátory hodnoceny jako lineární obvody a vyznačují se zhruba dvěma výraznými přednostmi: a) velmi dobrými výstupními parametry z kvalitativního hlediska, tj. minimálním zvlněním výstupního napětí i při nespojitě, impulsním charakteru zátěže, b) neprodukují při své funkci parazitní rušivé signály.



Obr. 1. Blokové schéma klasického zdroje stabilizovaného napětí

Tyto vlastnosti zaručují spojitě regulovaným zdrojům pevné pozice i do budoucna, avšak pouze pro náročné a speciální aplikace. V současné době jsme svědky mohutného nástupu impulsně regulovaných zdrojů, které z donedávna speciálních oblastí užiti (letectví, počítače...) přicházejí v důsledku vývoje nových součástí a jejich cenového zpřístupňování také do oblasti spotřební elektroniky. Je tomu tak i proto, že klasické, spojitě regulované zdroje mají i určité nedostatky. K rozhodujícím patří malá energetická účinnost, omezený výstupní výkon a značné rozměry a váha na jednotku výkonu.

Projdeme ještě jednou schéma na obr. 1 a rozeberme činnost podstatných funkčních bloků z těchto hledisek; současně si všimněme opomíjených problémů návrhu, které mohou být z amatérského hlediska zajímavé.

Síťový transformátor

Transformátor obvykle tvoří nejobemnější a také nejtěžší část zdroje. Je tomu tak především ze dvou důvodů:

a) kmitočet síťového rozvodu 50 Hz je relativně velmi nízký. Ze vztahu pro energii magnetického pole lze odvodit obecný vztah pro určení průřezu jádra síťového transformátoru

$$S \sim \frac{1}{B} \sqrt{\frac{xP}{f}} \quad (1),$$

z něhož vyplývá, že pro určitý materiál a scení je průřez jádra transformátoru úměrný odmocnině podílu elektrického příkonu a kmitočtu. Z toho je zřejmé, že již při pouhém zdvojnásobení síťového kmitočtu (100 Hz) by průřez jádra mohl být menší asi o 40 %;

b) druhým důvodem je relativně malá energetická účinnost spojitě regulace. Stačí uvést, že celková účinnost zdroje

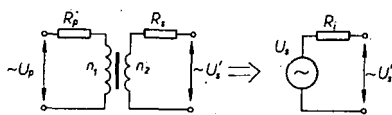
$$\eta = P_{\text{vst}}/P_{\text{vst}} \quad [\%]; W \quad (2),$$

kde P_{vst} = příkon ze sítě, P_{vst} = výstupní výkon ($U_s I_s$), může být při výstupních výkonech přes 20 W jen stěží větší než asi 35 %, je-li respektováno kolísání síťového napětí v mezích 220 V + 10 %, -15 %. Budeme-li pro účinnost asi 35 % navrhovat transformátor pro zdroj 5 V/5 A, zjistíme, že je třeba značně robustní transformátor s příkonem kolem 75 W.

Návrhem transformátoru se zabývat nebudeme, vhodné postupy lze nalézt v každé elektrotechnické příručce. Je snad vhodné pouze připomenout, že sekundární napětí je vždy třeba volit s ohledem na vstupní parametry regulátoru a na zvlnění napětí na filtru F_1 za nejhorších podmínek (síťové napětí 220 V - 15 %, maximální výstupní proud $I_{s \max}$). Bude-li totiž sekundární napětí příliš malé, výstupní napětí bude nestabilní, bude-li příliš velké, bude se dále zhoršovat již tak nevalná energetická účinnost regulátoru. Ztrátový výkon se na regulačním členu mění v teplo, s jehož vyžářením jsou spojeny druhotné problémy.

Dalším parametrem síťového transformátoru, který je obvykle zanedbáván, je jeho vnitřní odpor R_i „ze strany“ sekundárního vinutí. Ten musí být zahrnut do návrhu transformátoru a filtru F_1 především u regulátorů s větším výstupním proudem $I_{s \max}$. V praxi obvykle postačí uvažovat R_i jako součet činného odporu sekundárního vinutí a transformovaného činného odporu primárního vinutí (obr. 2). Pak platí

$$R_i = R_s + R_p(n_2/n_1)^2 = R_s + R_p (U_s/U_p)^2 \quad (3).$$



Obr. 2. Odhad vnitřního odporu síťového transformátoru

Oba odpory v praxi stačí změřit běžným ohmmetrem. Při známém vnitřním odporu R_i bude efektivní napětí sekundárního vinutí, zatíženého proudem I_s (odporem R_z)

$$U_{\text{ef}} = U_{\text{ef0}} R_i / (R_i + R_z) \quad (4),$$

kde U_{ef0} je napětí naprázdno.

Při větších výstupních výkonech a zvláště tehdy, neznáme-li dostatečně přesně proud $I_{s \max}$ do konstruovaného zařízení, je velmi účelné vyvést na primárním, popř. sekundárním vinutí jednu nebo několik odboček – pak může být napájecí napětí regulátoru dodatečně optimalizováno.

Usměrňovač

Diody usměrňovače představují v důsledku nenulového napětí $U_{AK} > 0$ z energetického hlediska ztrátový prvek. Jejich ztrátový výkon může být při větších výstupních proudech regulátoru značně velký. Při proudech $I_{AK} > 2$ A musí být použity chladiče, zmenšující celkový stykový tepelný odpor mezi přechodem diody a okolním prostředím.

Průběh proudu, tekoucího diodou, má obecně impulsní charakter. Protože usměrňovač pracuje zpravidla s kapacitním filtrem, je při odhadu ztrátového výkonu diody výhodné vycházet z podmínky přibližně konstantního náboje C_1 . To je při $I_{s \max} = \text{konst}$ zhruba splněno. Bez ohledu na druh usměrňovače proto vycházíme z úměry $\Sigma I_{AK} = I_{s \max}$. Příslušné čelní napětí $U_{AK} = f(I_{AK})$ pro ten který typ diody zjistíme z konstrukčního katalogu. Např. dioda KY708 má při $I_s = 5$ A napětí $U_{AK} = 1$ V. Při dvoucestném usměrňovači je ztrátový výkon každé diody $P_z = U_{AK} I_s / 2$, tj. při $I_{s \max} = 5$ A asi 2,5 W. Odhad plochy chladiče vyplývá z dalšího textu.

Za pozornost stojí i odlišné ztrátové výkony klasického dvoucestného (se dvěma diodami) a můstkového (se čtyřmi diodami) usměrňovače. Jsou v poměru 1:2. V některých případech bude proto vhodné použít dnes značně opomíjený dvoucestný usměrňovač, např. vzhledem k omezenému počtu diod, realizaci a montáži chladičů a mnohdy i zmenšení průřezu vodiče sekundárního vinutí. Vliv výkonové ztráty P_d na účinnost celého zdroje je markantní zvláště při stabilizaci malých napětí. Vezmeme-li opět za příklad zdroj 5 V/5 A, představuje ztráta na diodách můstku přibližně 40 % užitečného výstupního výkonu!

Mezní nábojový proud, tekoucí přes usměrňovací diody do vybitého filtračního kondenzátoru při zapnutí zdroje, je při malých sekundárních napětích transformátoru obvykle dostatečně omezen vnitřním odporem R_i transformátoru.

Filtrační člen

Jedinou funkcí filtračního členu v klasickém regulátoru napětí je vyhladit usměrněné napětí na potřebnou míru. Používá se téměř výhradně jednoduchý kapacitní filtr. Stejně jako u síťového transformátoru se i při volbě kapacity filtračního kondenzátoru (a tím i jeho rozměrů) negativně uplatňuje nízký síťový kmitočet.

Ekonomické řešení napájecího filtru vyžaduje používat usměrňovače, které

kromě základní funkce i zdvojují kmitočet (dvocestné typy).

V praxi se kapacita filtračního kondenzátoru C_1 určuje nejčastěji odhadem. To však, především při větších výkonech, není optimální postup. Odvodíme logickou metodu návrhu C_1 , která zároveň osvětluje vliv jeho kapacity na přípustné tolerance síťového transformátoru atd.

Z hlediska optimalizace výkonových poměrů je při návrhu C_1 účelné vycházet z minimálního přípustného napětí U_{CE} regulačního tranzistoru. Součet $U_{CE \min} + U_s$ určuje pak nejmenší možné napětí $U_{n \min}$ na vstupu regulátoru (na C_1).

Napětí U_n je obecně závislé na sekundárním napětí transformátoru a výstupním proudu regulátoru. Obě veličiny se v praxi mohou značně měnit. Kromě toho je časový rozvoj napětí na vstupu regulátoru charakteristicky určitým, mnohdy značným zvlněním $U_{n(t)}$, vyplývajícím z funkce filtru.

Při návrhu vyjdeme z nejhorších podmínek (síťové napětí 220 V - 15 %, proud $I_{s \max}$) a volíme

$$U_{n \min(190 V)} = U_s + U_{CE \min} \quad (5).$$

Horní mez zvlněného průběhu napětí ($U_{n \max}$) může být za stejných podmínek vyjádřena rovnicí

$$U_{n \max(190 V)} = U_{n \min(190 V)} (1 + \frac{\Delta}{100}) \quad (6),$$

v níž Δ definuje zvolený činitel zvlnění

$$\Delta = \frac{U_{n \max} - U_{n \min}}{U_{n \min}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (7),$$

tomu odpovídá efektivní napětí zatíženého sekundárního vinutí

$$U_{\text{ef}(190 V)} = \frac{U_{n \max(190 V)} + k U_{AK}}{\sqrt{2}} \quad (8),$$

kde $k = 1$ pro dvoucestný, $k = 2$ pro můstkový usměrňovač.

Východiskem k napětovému dimenzování C_1 může být druhá mezní podmínka, tj. síťové napětí 220 V + 10 %, výstup naprázdno, tj. $I_s = 0$. Pak platí

$$U_{\text{ef}(240 V)} = \frac{240}{190} U_{\text{ef}(190 V)} + I_{s \max} R_i \quad (9)$$

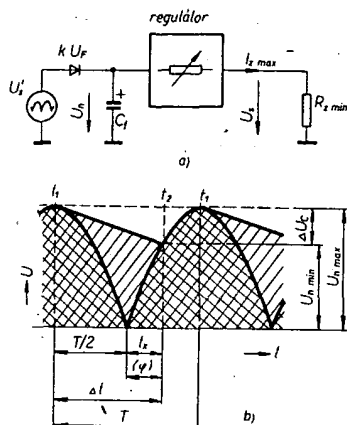
a tedy

$$U_{n \max(240 V)} = U_{\text{ef}(240 V)} \sqrt{2} - k U_{AK} \quad (10).$$

Na toto napětí (s určitou rezervou) dimenzujeme elektrolytický kondenzátor.

Vraťme se k příkladu zdroje 5 V/5 A; napětí $U_{CE \min}$ regulačního sériového tranzistoru volíme 2 V. Proto $U_{n \min(190)} = 7$ V. Předpokládáme-li $\Delta = 30\%$, vychází z (6) napětí $U_{n \max(190)} = 9$ V. Sekundární napětí při maximálním zatěžovacím proudu regulátoru pak bude z (8) $U_{\text{ef}(190 V)} = 7,2$ V (dvoucestný usměrňovač). Sekundární napětí naprázdno při síťovém napětí 240 V a předpokládaném vnitřním odporu $R_i = 0,4 \Omega$ je podle (9) 11 V. Konečně z (10) vyplývá nutnost dimenzovat C_1 na napětí větší než 15 V. Naznačený postup v praxi zcela vyhovuje.

Při návrhu kapacity kondenzátoru C_1 vyjdeme opět z nejhoršího případu ($U_{n \min}$, $I_{s \max}$), pak vlivem zvolených konstantních vnějších podmínek kolísá napájecí napětí regulátoru $\Delta U_{n(t)}$ v intervalu každé půlpe-



Obr. 3. K zjednodušenému návrhu filtračního kondenzátoru; a) náhradní schéma, b) časový diagram

riody síťového kmitočtu v konstantních mezích $U_{n \max}$ až $U_{n \min}$ (obr. 3). S dostatečnou přesností platí, že při zvlnění napětí na C_1 menším než asi 50 % (což je v praxi vždy splněno), je nabíjení C_1 ukončeno s dosažením vrcholové hodnoty sekundárního střídavého napětí (čas t_1 na obr. 3b). Tento okamžik lze současně označit za počátek vybíjecího intervalu. Pokles svorkového napětí vybíjeného kondenzátoru obecně

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i dt.$$

Protože při $I_{z \max} = k$, $U_n = k$ je filtrační kondenzátor vybíjen konstantním proudem, lze výraz zjednodušit na

$$\Delta U_C = \frac{I_{z \max} \Delta t}{C_1} \quad (11),$$

kde $\Delta t = t_2 - t_1$. Pro výpočet je nutno stanovit interval Δt , složený ze dvou úseků (obr. 3b). První z nich je konstantní a roven $T/2 = 5$ ms, druhý, označený t_x , je závislý na pracovních podmínkách.

Z diagramu je patrné, že poměr $U_{C \min}/U_{C \max}$ přímo určuje sinusovou funkci fázového úhlu φ . Platí $U_{n \min}/U_{n \max} = \sin \varphi$. Z porovnání časového a fázového měřítka v intervalu 0 až $\pi/2$ vyplývá úměra $t_x/(T/2) = \varphi/(\pi/2)$ a tudíž $t_x = \varphi T/\pi$. Proto platí

$$C_1 = \frac{I_{z \max}}{\Delta U_C} \left(\frac{T}{2} + t_x \right) = \frac{I_{z \max} T}{\Delta U_C} \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{\pi} \right).$$

Po úpravě na praktické jednotky

$$C_{1 \min} \approx \frac{10 I_{z \max}}{\Delta U_C} \left(0,5 + \frac{\arcsin(U_{C \min}/U_{C \max})}{180} \right) \quad [\text{mF}; \text{V}, \text{A}] \quad (12).$$

Při uvážení tolerancí i dlouhodobé a teplotní závislosti parametrů elektrolytických kondenzátorů můžeme výpočet dále výrazně zjednodušit, budeme-li předpokládat, že je vybíjecí interval konstantní, $\Delta t \approx T = 10$ ms. Pak je při

$$C_1 = \frac{10 I_{z \max}}{\Delta U_C} \quad [\text{mF}; \text{V}, \text{A}] \quad (13)$$

zaručeno, že se napětí $U_{n \min}$ ani za nejhorších podmínek nezmění pod stanovenou mez. Vztah (13) v obrácené formě

$$\Delta U_C = \frac{10 I_{z \max}}{C_1} \quad [\text{V}; \text{A}, \text{mF}] \quad (14)$$

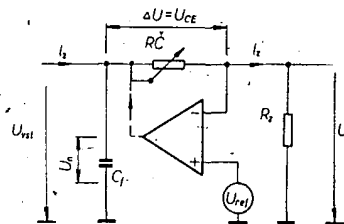
lze použít pro rychlé stanovení zvlnění na filtračním kondenzátoru jako funkce zatěžovacího proudu regulátoru.

Vrátíme-li se ke stabilizátoru 5 V/5 A, u něhož jsme pro minimální síťové napětí 190 V a $I_{z \max} = 5$ A určili napětí $U_{n \min} = 7$ V, $U_{n \max} = 9$ V, vyplývá z prvního, přesnějšího vzorce (12) potřeba kapacity $C_1 = 20$ mF. Vidíme, že jde o kapacitu značně velkou. Při použití běžných elektrolytických kondenzátorů jde o typy se značnými rozměry. Při dalším zvětšování I_z bychom se již blížili mezím praktické realizace C_1 . V takových případech je nutno připustit větší zvlnění, čímž se dále zvětšují požadavky na výkonovou ztrátu regulačního tranzistoru, napěťové dimenzování C_1 atd.

Výkonový regulační člen

Jako regulační člen se při spojitě regulaci nejčastěji používají bipolární tranzistory, pracující jako spojitě řízený, proměnný odpor. Tranzistory tedy musí pracovat v lineárním režimu. Výkonová ztráta P_c je závislá na vstupních i výstupních parametrech. Užitečný výstupní výkon je z horní strany omezen přípustnou kolektorovou ztrátou tranzistoru. Protože tranzistorem prochází stejný proud jako zátěží (při sériovém regulačním členu), jsou výstupní proudy omezeny na proudy řádu jednotek A. Malá energetická účinnost spojitě regulace obdobně omezuje i dosažitelné výstupní výkony.

Jako názorný příklad odhadneme výkonové ztráty na regulačním tranzistoru zdroje 5 V/5 A (obr. 4). Užitečný výstupní



Obr. 4. Náhradní schéma k rozboru výkonové ztráty na regulačním členu

výkon zdroje je $U_{d \max} = 25$ W. Vycházíme-li z již odvozených relací na vstupu regulátoru, je při síťovém napětí 190 V střední hodnota napětí na filtračním kondenzátoru $U_n = U_{n \min} + (U_{n \max} - U_{n \min})/2 \approx 8$ V. Výkonová ztráta na regulačním tranzistoru je přitom zhruba 15 W. Obdobně při jmenovitém síťovém napětí 220 V bude přibližně 24 W a při horní mezi síťového napětí (240 V) se bude blížit 30 W. Kromě toho, že výkonová ztráta je značná, je dobře vidět, že se značně zvětšuje s napájecím napětím na vstupu regulátoru, s rozdílem $U_n - U_s$. Tím se prudce zmenšuje energetická účinnost regulátoru. V řadě případů, vyplývajících z požadavků praxe, je však nutno regulaci při velkém rozdílu $U_n - U_s$ řešit. Je tomu tak u mobilních zařízení, při napájení z bezpečnostních rozvodů ap. Zvláště v těchto případech je optimální využívat impulsní regulace.

Velká poměrná výkonová ztráta, vyplývající z malé účinnosti spojitě regulace, se nepříznivě projevuje i v souvislosti s chlazením regulačních tranzistorů; chladiče jsou již při poměrně malých užitečných výkonech regulátorů robustní a těžké.

Chlazení výkonových tranzistorů

Věnujme nyní pozornost praktickému návrhu chladičů výkonových tranzistorů. Již proto, že zvláště v amatérské praxi je to většinou záležitost velice opomíjená. Jde

o složitou problematiku, s níž jsou problémy i na profesionálních pracovištích. Důvodem jsou především složité tepelné poměry uvnitř zařízení s přirozeným oběhem chladicího vzduchu. Různé způsoby šíření a sdílení tepla (vedením, prouděním, sáláním), místní teplotní gradienty, proměnná teplota okolí atd. jsou pádnými argumenty pro to, aby amatérský návrh chladicí soustavy vycházel z účelného odhadu plochy chladiče pro určité, idealizované podmínky. Pro konkrétní pracovní prostředí se pak poměr i tvar chladiče upravuje na základě konstrukčních možností a zkušeností a jeho vlastnosti se ověřují experimentálně. Pro základní dimenzování chladiče je třeba vycházet z dále uvedených zásad.

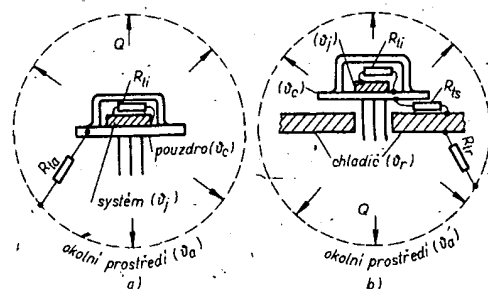
Rozhodujícím parametrem z hlediska doby života a spolehlivosti polovodičových prvků je teplota jejich vlastního systému, závislá především na jejich ztrátovém výkonu. Ve většině aplikací tranzistorů je rozhodující výkonová ztráta, vznikající na kolektorovém přechodu, $P_z = U_{CE} I_z$.

Mezi teplotou kolektorového přechodu a tím i prakticky celého polovodičového systému ϑ_j a teplotou pouzdra tranzistoru ϑ_c vzniká šířením tepla od zdroje (systému) určitý teplotní spád $\vartheta_j - \vartheta_c$. Přestup tepla mezi systémem a pouzdem závisí pro určitý typ tranzistoru na jeho konstrukci. Je charakterizován tzv. vnitřním tepelným odporem tranzistoru

$$R_{ji} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_c}{P_z} \quad [^{\circ}\text{C/W}; ^{\circ}\text{C}, \text{W}] \quad (15),$$

který je uváděn jako katalogový údaj.

Teplota pouzdra a tím i samozřejmě vnitřního systému tranzistoru je závislá na teplotě okolního prostředí (obr. 5a). Te-



Obr. 5. Tepelné poměry v samotném tranzistoru a tranzistoru s chladičem (b)

plný tok Q vytváří teplotní spád mezi teplotou pouzdra ϑ_c a teplotou prostředí ϑ_a . V ustáleném režimu lze proto stanovit druhý, vnější tepelný odpor tranzistoru

$$R_{ia} = \frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{P_z} \quad [^{\circ}\text{C/W}; ^{\circ}\text{C}, \text{W}] \quad (16),$$

závislý na tepelných vlastnostech pouzdra (plocha povrchu, materiál) a charakteru prostředí.

Celkový ztrátový výkon tranzistoru, užívaného bez chladiče, je roven součtu jeho vnitřního R_{ji} a vnějšího R_{ia} tepelného odporu (obr. 5a).

$$R_i = R_{ji} + R_{ia} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_z} \quad (17).$$

Ze způsobu šíření tepla uvnitř (převážně vedením) a vně (sáláním, konvekci) výkonového tranzistoru vyplývá, že vnitřní tepelný odpor R_{ji} je vždy výrazně menší než R_{ia} . Ke zvětšení přípustné výkonové ztráty tranzistoru P_z , omezené mezní povolenou teplotou systému $\vartheta_{j \max}$, je tedy jediná cesta, zmenšit celkový tepelný odpor tranzistoru omezením jeho vnějšího tepelného odporu (obr. 5b). K vnějšímu

odporu pouzdra tranzistoru se paralelně řadí tepelný odpor chladiče. Pokud je plocha chladiče výrazně větší než povrchová plocha pouzdra, může být odpor R_{ta} zanedbán ($R_{ta} \ll R_{ti}$) a celkový tepelný odpor soustavy tranzistor-chladič

$$R_t = R_{ti} + R_{tr} \quad (18).$$

Vnější tepelný odpor soustavy se pak skládá především ze dvou složek, stykového odporu pouzdra tranzistoru s chladičem R_{ts} a vnějšího tepelného odporu chladiče R_{tr}

$$R_{tx} = R_{ts} + R_{tr} \quad (19).$$

Pokud je, s ohledem na výkonovou ztrátu, potřebný tepelný odpor soustavy $R_t \gg R_{ti}$, lze stykový odpor R_{ts} zanedbat. V ostatních případech lze podle tepelného kontaktu pouzdro-chladič považovat za typické údaje v tab. 1.

Tab. 1. Typické stykové odpory R_{ts}

Přímý kontakt pouzdro – chladič Al, hladké plochy	0,4 °C/W
Dtto, stykové plochy potřeny silikonovou vazelinou	0,2 °C/W
Tepelný kontakt s elektrickou izolací (slídová podložka, hladké stykové plochy)	0,8 °C/W
Dtto, stykové plochy potřeny silikonovou vazelinou	0,6 °C/W

Jsou-li odpory R_{ts} a R_{tr} zhruba srovnatelné, je nutno tepelnému stykovému odporu R_{ts} věnovat z hlediska provedení zvýšenou pozornost.

Z hlediska návrhu rozměrů chladiče vyplývá z dosavadních úvah rozhodující význam požadovaného vnějšího tepelného odporu R_{tr} . Pro jeho stanovení platí obecná úměra

$$R_{tr} \sim \frac{1}{Ah\eta} \quad (20);$$

kde A je plocha chladiče,

h komplexní součinitel přestupu tepla,

η účinnost chladiče.

V tomto vztahu jsou skryty všechny zásadní problémy, spojené s návrhem chladiče. Jeho vnější tepelný odpor je především nepřímo úměrný chladičí ploše. Druhým rozhodujícím parametrem je komplexní činitel přestupu tepla mezi chladičem a okolím, ke kterému většinou dochází sáláním a konvekcí. Činitel h proto závisí na mnoha okolnostech. K nejdůležitějším patří konstrukční provedení chladiče (rovná nebo profilovaná deska, materiál, barva povrchu), charakter (přirozený nebo nucený oběh vzduchu, volný nebo uzavřený prostor, komínový efekt) a teplota prostředí, orientace desky nebo žebíř (vodorovná, svislá) v prostoru atd. Stanovení činitele h je největším problémem při návrhu chladiče. Účinnost chladiče η vyjadřuje nerovnoměrné rozložení teploty chladiče směrem od zdroje (tranzistoru). Závisí na materiálu chladiče (Cu, Al, Fe...) a na poměru plochy a tloušťky chladiče.

Vzhledem k uvedeným problémům vychází praktický návrh chladiče nejčastěji z následujících zjednodušení: uvažuje se přibližně čtvercová, rovná chladičí deska s rovným povrchem, umístěná buď svisle nebo vodorovně, s oboustranným přístupem vzduchu (přirozený oběh). Předpokládá se tranzistor ve středu desky. (Různé metody návrhu chladiče mají i různé výsledky podle toho, jakých je užito zjednodušení.)

Na základě praktických zkušeností mohou doporučit jednoduchou metodu návrhu rovné chladičí desky z hliníkového

nebo duralového materiálu. Rozměry obvykle stanovíme takto:

1. Nejprve se určí minimální potřebná tloušťka desky

$$d_{\min} = \frac{6}{R_{tr}} \quad [\text{mm}; ^\circ\text{C/W}] \quad (21);$$

vycházím parametrem je požadovaný vnější tepelný odpor chladiče.

2. Dále se určí pomocná konstanta K

$$K = 700(1 + 0,2d_{\min}) \quad (22);$$

vycházíme z vypočítané minimální tloušťky materiálu chladiče d_{\min} a to i tehdy, zvolíme-li např. z konstrukčních důvodů materiál tlustší.

3. Určí se plocha chladičí desky ze vztahu

$$A = \frac{KC}{R_{tr}} \quad [\text{cm}^2; ^\circ\text{C/W}] \quad (23);$$

kromě odporu R_{tr} a konstanty K se používá další pomocná konstanta C , která podle orientace desky v prostoru a barvy jejího povrchu vyplývá z tab. 2.

Tab. 2.

Vodorovná deska Al, hladká, čistá	$C = 1$
Svislá deska Al, hladká, čistá	0,85
Vodorovná deska Al, povrch černý elox	0,5
Svislá deska Al, povrch černý elox	0,4

Tím je orientační návrh rozměrů chladiče ukončen.

Ve skutečnosti je zpravidla vzhledem k většinou nepříznivým tepelným poměrům uvnitř zařízení nutno rozměr chladiče zvětšit. Snadno se přesvědčíme, že pro běžné pracovní podmínky vychází chladič pro vnější tepelné odpory $R_{tr} < 7 ^\circ\text{C/W}$ značně rozměrný. Pak se většinou využívá chladičů ze skládaných nebo tažených profilů, které se při požadavku malého R_{tr} s výhodou upevňují na zadní panel přístroje. Při návrhu plochy chladičích profilů lze opět vycházet ze vztahů (21), (22), (23), je však nutno brát v úvahu, že tepelné stínění málo vzdálených sousedních žebířů zvětšuje požadavky na celkovou chladičí plochu.

Shrnutí: při praktickém návrhu chladiče jsou výchozími parametry povolená teplota přechodu θ_j a vnitřní tepelný odpor R_{ti} . Teplotu přechodu volíme na základě katalogových údajů tak, aby nejen nebyly překročeny mezní pracovní podmínky tranzistoru (např. možnost vzniku druhého průrazu), ale aby byla z hlediska spolehlivosti zachována dostatečná rezerva.

Ke kontrole pracovních podmínek tranzistoru s navrženým chladičem je nejvhodnější zpětné ověřit teplotu přechodu θ_j jako určujícího parametru. Může být zjištěna změření teploty pouzdra tranzistoru za nejhorších pracovních podmínek ($P_{z \max}$, $\theta_{a \max}$). Platí, že

$$\theta_j = \theta_c + P_{z \max} R_{ti} \quad (24)$$

musí být s rezervou menší než $\theta_{j \max}$.

Jako příklad uvažujeme znovu návrh chladiče pro zdroj 5 V/5 A. Předpokládáme-li jako regulační člen tranzistor KD501, je $\theta_{j \max} = 155 ^\circ\text{C}$ a $R_{ti} = 0,87 ^\circ\text{C/W}$. Připustíme vnitřní teplotu přechodu $\theta_j = 120 ^\circ\text{C}$ a uvažujeme přímou montáž tranzistoru na chladičí desku (bez izolační podložky) a teplotu okolí $\theta_a = 50 ^\circ\text{C}$.

Potřebný celkový tepelný odpor

$$R_t = \frac{\theta_j - \theta_a}{P_{z \max}} = \frac{120 - 50}{33} = 2,12 ^\circ\text{C/W}.$$

Je zřejmé, že v tomto případě je třeba velmi malý tepelný odpor chladiče. Předpokládáme (při užití silikové vazelíny) stykový odpor $R_{ts} = 0,3 ^\circ\text{C/W}$.

Vnější tepelný odpor chladiče

$$R_{tr} = R_t - (R_{ts} + R_{ti}) = 2,12 - 0,87 - 0,3 = 0,95 ^\circ\text{C/W}.$$

Minimální přípustnou tloušťku chladiče (desky Al) určíme ze vztahu (21), $d_{\min} = 6,3 \text{ mm}$. Z (22) vychází $K = 1580$. Z tab. 2, pro svislou montáž určíme $C = 0,85$. Proto minimální přípustná plocha chladiče desky $A = 1420 \text{ cm}^2$. Pro čtvercový rozměr vychází strana $a = \sqrt{A} = 38 \text{ cm}$. Při ověření návrhu experimentem musíme naměřit teplotu pouzdra tranzistoru

$$\theta_c \approx \theta_j - R_{tr} P_{z \max} = 120 - 0,87 \cdot 33 = 91 ^\circ\text{C}.$$

Příklad ukazuje, že rozměry chladičí desky jsou neúnosné již při běžném užitečném výkonu regulátoru, i když pro činnost tranzistoru byly zvoleny dosti tvrdé podmínky.

Při větších ztrátových výkonech je k udržení teploty přechodu v přijatelných mezích nezbytné použít nucený (konvexní) oběh chladičím vzduchu ventilátorem.

Referenční napětový normal

Klasický zpětnovazební stabilizátor vyžaduje ke své funkci zdroj napětí U_{ref} , které definuje úroveň a stabilitu výstupního napětí

$$U_s = \frac{1}{k} U_{ref}, \quad (25).$$

kde $k = \frac{R_s}{R_a + R_b}$ = dělicí poměr potenciometru P (obr. 1).

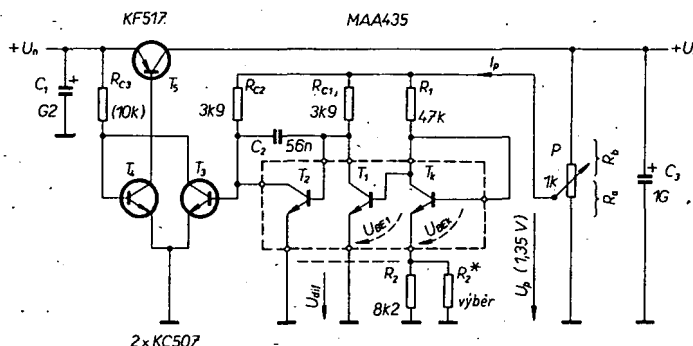
Na rozdíl od dosud probraných funkčních bloků se zdroj U_{ref} podstatněji měrou podílí na energetické účinnosti zdroje jen nepřímo a ve zvláštních případech. Typickým příkladem je stabilizace napětí u mobilních zařízení, napájených z baterií, u nichž velikost U_{ref} podmiňuje minimální napětí baterie ($U_{n \min} > U_{ref}$) a tím i výkonovou ztrátu na regulačním členu – je žádoucí použít co nejmenší referenční napětí, čímž ovšem rostou požadavky na jeho dlouhodobou a teplotní stabilitu. V současné době jsou v sortimentu řady světových výrobců kvalitní stabilizační diody s extrémně malými proudy I_z a s referenčním napětím $U_{ref} \approx 1,2 \text{ V}$ (v diskrétní i integrované formě). Jsou vesměs realizovány vyššími technologickými formami (iontová implantace, laserové trimování...).

Do té doby, než budou obdobné prvky běžně dostupné i u nás, mohou doporučit jednoduché zapojení stabilizátoru s volitelným napětím $U_s \approx 1,35 \text{ V}$ s velmi malým přípustným spádem $U_{n \min} - U_s$, které jsem vyvinul před několika lety a použil již v řadě náročných aplikací s velmi dobrými výsledky. Zapojení bylo stručně popsáno v [3], proto se nyní věnujeme pouze jeho podstatě a praktické realizaci.

Zapojení, obr. 6, postrádá obvyklý stabilní napětový normal U_{ref} . Výstupní napětí U_s je definováno dvěma teplotně závislými napětími tranzistorových přechodů BE. Napětí

$$U_{BE} \sim U_T \ln I_C / I_{ES} \quad (26)$$

je obecně závislé na technologii tranzis-



Obr. 6. Zapojení teplotně kompenzovaného stabilizátoru pro malá výstupní napětí

toru, jeho kolektorovým proudem a teplotě. Předpokládáme, že je zajištěna shodnost tranzistorů, jejich dokonalá tepelná vazba (společným substrátem) a konstantní poměr kolektorových proudů. Pak lze odvodit, že rozdíl čelních napětí obou tranzistorů

$$U_{dif} = U_{BE1} - U_{BEK} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{CK}} \quad (27)$$

je v širokém rozsahu teplot prakticky lineární funkcí teploty substrátu ($U_T = \frac{mkT}{q}$). Na tom je založena pod-

stata činnosti zapojení z obr. 6. Napětí U_{BE1} představuje vstupní napětí zesilovače (T_1 až T_5) s velkým napětovým a výkonovým ziskem. Napětí U_{BEK} slouží pro teplotní kompenzaci výstupního, stabilizovaného napětí, definovaného zápornou zpětnovazební smyčkou. Poměrem kolektorových proudů $I_{C1}/I_{CK} \gg 1$ je zajištěno, že $U_{BE1} > U_{BEK}$.

Pro určitou konstantní teplotu platí

$$\begin{aligned} U_s &= U_{BE1} + U_{dif} R_1/R_2 \\ U_s &= U_{BEK} + U_{dif} (1 + R_1/R_2) \end{aligned} \quad (28)$$

Obě rovnice jsou formálně shodné.

Lze odvodit [3], že při linearizované funkci $\Delta U_{BE} = k \Delta \theta$ bude dosaženo teoreticky ideální kompenzace $\Delta U_{s(\theta)} = 0$ při určitém poměru

$$\frac{\Delta U_{BE1}}{\Delta U_{BEK}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (29)$$

Vztah (29) ukazuje, že při určitém poměru I_{C1}/I_{CK} lze dosáhnout teplotně vykompenzovaného režimu stabilizátoru pouze pro jedno výstupní napětí, určené přenosem jednoduché zpětnovazební smyčky (odpory R_1, R_2).

Budou-li kolektorové proudy odvozeny ze zdroje pomocného napětí $U_p = k$ odpory R_1, R_2 , přičemž $U_{C1} \approx U_{CK}$, lze teplotně vykompenzovaný režim určit duálními vztahy

$$\frac{\Delta U_{BE1}}{\Delta U_{BEK}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (30)$$

Při praktické realizaci, omezené užitím monolitického MAA435, jehož tranzistory mají odlišné geometrie, byly odpory R_1, R_2, R_3 stanoveny jako kompromis mezi linearitou $\Delta U_s = f(\theta)$ a reprodukovatelností zapojení. Při uvedených součástkách je optimálního teplotního režimu dosaženo pro výstupní napětí $U_s \approx 1,35$ V. Toto napětí se s výhodou používá i jako pomocné napětí U_p . Je odvozeno jednoduchou úpravou zpětnovazební smyčky

(P_1), která současně umožňuje regulovat výstupní napětí U_s od $U_{s \min} = 1,35$ V výše, při zachování teplotní kompenzace, $\Delta U_{s(\theta)} \rightarrow 0$.

Pro běžné aplikace je seřízení stabilizátoru velmi jednoduché. Výběrovým odporem R_2^* se při libovolné teplotě nastaví na běžici P (v libovolné poloze kromě „zemní“) napětí $U_p = 1,35$ V. Tím je zajištěn přibližně vykompenzovaný teplotní režim stabilizátoru. Polohou běžce P se ovládá výstupní napětí

$$U_{s0} = (1 + R_b/R_s) [U_{dif} (1 + R_1/R_2) + U_{BEK}] \quad (31)$$

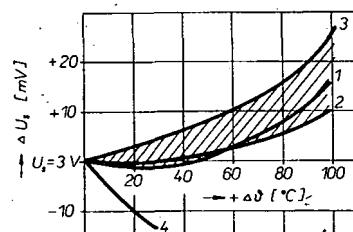
Při ověřování funkčního modelu stabilizátoru s několika vzorky IO z různých výrobních dávek, které jsem měl k dispozici, byla ověřena dobrá reprodukovatelnost zapojení. Ta vyplývá z tab. 3, kde jsou naměřené U_{BE1} , U_{dif} a U_s (měřeno pro dvě nastavení výstupního napětí, 1,35 V a 3 V). Všechny údaje v [3] byly změřeny na vzorku č. 1. Součástky podle obr. 6 nebyly měněny, teplota prostředí $\theta_a = 25^\circ \text{C}$.

Tab. 3.

Vzorek č.	1.	2.	3.	4.
U_{BE1} [V]	0,635	0,629	0,628	0,642
U_{dif} [mV]	61,7	61,2	62,3	72,4
U_s (A) [V]	1,346	1,338	1,339	1,459
U_s (B) [V]	2,998	2,982	2,982	3,075

Vzorky č. 1, 2, 3 mají velmi dobrou shodu parametrů. Výrazné odchylky byly naměřeny na vzorku č. 4, jehož tranzistor T_1 měl malý zesilovací činitel; odchylky byly způsobeny velmi velkým proudem I_{B1} (vzhledem ke zvoleným proudům I_{C1}, I_{CK}).

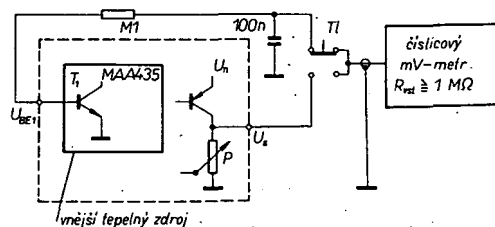
Na obr. 7 jsou změřené odchylky U_s v závislosti na změně teploty pro jednotlivé vzorky.



Obr. 7. Srovnání funkce $\Delta U_s = f(\Delta \theta)$ pro vzorky MAA435 při $U_{s0} = 3$ V a $\Delta \theta = 100^\circ \text{C}$

vé vzorky. Opět nebyly měněny součástky, pouze trimrem P byly normovány shodné úrovně $U_{s0} = 3$ V při výchozí teplotě.

Všechna teplotní měření, uvedená v [3], byla realizována nepřímou metodou. Tento postup lze doporučit také pro přesnější seřízení stabilizátoru, má-li být použit jako kvalitní napěťový normál. Výhodou je velká rychlost teplotního měření oproti



Obr. 8. Uspořádání k rychlému měření vlivu teploty

běžným metodám. Podstatou měření (obr. 8) je, že se neměří ani teplota prostředí, ani pouzdra MAA435, ale přímo teplota jeho substrátu. Při tom slouží tranzistor T_1 jako teplotní čidlo. S praktickou přesností linearizujeme změnu teploty $\Delta U_{BE1}/\Delta \theta_1 = -2$ mV/ $^\circ \text{C}$. Teplotní rozsah volíme s výhledem $\Delta \theta = 100^\circ \text{C}$, výchozí je ustálená teplota přechodu, indikovaná ustáleným údajem číslicového voltmetru. Pouzdru obvodu se ohřeje vnějším tepelným zdrojem. Zcela vyhoví následující „kovbojský“ postup. Na pouzdro MAA435 položíme tepelně vodivou podložku (stačí desetník), na níž kápneme kalafunu, kterou opatrně zvolna ohříváme páječkou a sledujeme změnu údaje číslicového voltmetru. Jakmile se dosáhne změny přes 200 mV, necháme obvod i s podložkou zvolna chladnout. Při každé změně o 20 mV [10°C] stiskneme měřicové tlačítko T1 a přečteme $U_{s(\theta)}$. Závislost $\Delta U_{s(\theta)}$ lze vynést do grafu. Podle charakteru teplotní odchylky $\pm \Delta U_s$ upravíme R_2^* (trimr), který jsme předtím zhruba nastavili podle napětí na běžci potenciometru (1,35 V). Po přesném nastavení nahradíme trimr odporem. Uvedený postup je účelný pouze při extrémních nárocích na teplotní stabilitu U_s .

Aby bylo dosaženo velmi malého přípustného rozdílu $U_{n \min} - U_s$, je v zapojení použit komplementární regulační obvod. Tranzistor KF517 může pracovat až na mezi vnučeného saturačního režimu. Z toho vyplývá, že stabilizátor je schopen činnosti při zanedbatelném rozdílu $U_n - U_s$. Například se stabilizátor z baterie 4,5 V a je-li výstupní napětí $U_s = 3$ V, lze baterii využívat až do napětí asi 3,2 V. Tato ekonomická účinnost je další předností zapojení.

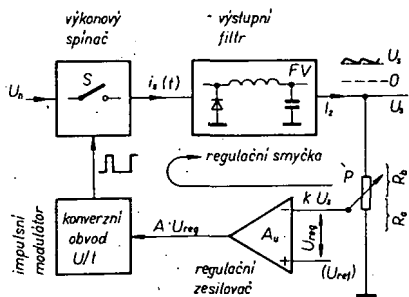
Kondenzátory C_1, C_2, C_3 zajišťují kmitočtovou stabilitu a potlačení šumových napětí na výstupu (maximální šumivýchlové $U_s < 200 \mu \text{V}$). Stabilizátor přejde do aktivního režimu bezpečně jak při pomalém, tak impulsním nárůstu napájecího napětí, na který zapojení reaguje malým, asi 10% překmitem jmenovitého U_s . Při odpojení U_n se výstupní napětí U_s zmenšuje exponenciálně s časovou konstantou $R_2 C_1$ (bez překmitů). Při větších kolektorových ztrátách je třeba regulační tranzistor T_5 opatřit chladičem.

Praktická realizace

Obvodářské řešení běžných zpětnovazebních lineárních regulátorů je v současné době jednoduché. Přispívá k tomu podstatnou měrou dostupnost monolitických řídicích obvodů (MAA723), případně kompletních regulátorů (MA78XX).

Je samozřejmé, že se regulátory v různých zařízeních do značné míry liší (např. stupněm využití různých doplnkových obvodů). Vedle klasické nadproudové pojistky, chránící zdroj před přetížením nebo zkratem na výstupu, se užívá především napěťových pojistek, jejichž smyslem je naopak ochrana napájeného zařízení při havárii zdroje atd.

Cílem této kapitoly bylo postihnout základní problémy, s nimiž se při realizaci



Obr. 9. Základní schéma impulsního regulátoru

lineárního napětového regulátoru setkává amatérský konstruktér. Ty jsme názorně demonstrovali na příkladu napájecího zdroje 5 V/5 A.

Základy impulsní regulace

Základním principem a současně podstatnou odlišností impulsní regulace od regulace klasické je její nespojitost. To v zásadě znamená, že, nehledě na detailní realizaci, je výstupní napětí U_s stabilizováno zásahy výkonového regulačního členu pouze v určitých, časově omezených intervalech T_a .

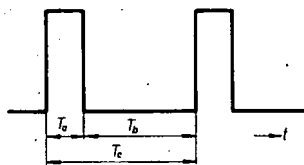
Srovnáme-li pro názornost klasický a impulsní regulátor na úrovni blokových schémat (obr. 1 a obr. 9). Vidíme, že obě jsou formálně dosti podobná. U obou nacházíme napětový normál U_{ref} , zesilovač regulační odchylky A_u , buďící obvod i výkonový regulační člen a samozřejmě i zpětnovazební smyčku. Tím však, snad až na základní podstatu smyslu regulační smyčky, podobnost prakticky končí. Funkčně jsou oba regulátory naprosto odlišné.

U spojitého lineárního regulátoru ovládá odchylka výstupního napětí od jmenovité velikosti ($kU_s - U_{ref}$) spojitě a proporcionalně okamžitý „odpor“ výkonového regulačního členu v libovolném okamžiku tak, aby výstupní napětí $U_s \rightarrow \text{konst.}$ Z toho, jak jsme již konečně odvodili, vyplývá velká poměrná výkonová ztráta na regulačním členu a tedy i malá účinnost spojitě regulace za běžných pracovních podmínek.

Impulsní regulace (obr. 9) umožňuje výrazně redukovat výkonovou ztrátu na regulačním členu. V tomto případě pracuje regulační prvek (tranzistor) jako řízený spínač (sepnut – rozpojen). Proud jím tedy prochází pouze po určitý interval pracovního cyklu. Přitom okamžitá výkonová ztráta tranzistoru v aktivním (sepnutém) stavu je vzhledem k $U_{CES} \rightarrow 0$ řádově menší, než u lineárního regulátoru. Další předností je to, že $P_{ce(1)}$ v podstatě nezávisí na rozdílu $U_n - U_s$, ale prakticky pouze na kolektorovém proudu tranzistoru.

Možnost použít spínací regulační člen při stabilizaci ss napětí je podmíněna jeho vzájemnou součinností s filtračním členem FV, který na rozdíl od aplikace ve spojitém regulátoru musí mít výrazný akumulační charakter. Uspořádání filtru, který je pro větší výstupní výkony vždy typu LC, je podřízeno typu měniče v regulátoru. Na obr. 9 je FV filtr propustného měniče.

Princip činnosti nerozlučně vázané dvojice spínač + akumulační (výstupní) filtr spočívá v tom, že veškerá energie (nebo její část), odebraná měničem v jednom (aktivním) intervalu pracovního cyklu je filtrem akumulována. Ve druhém (pasivním) intervalu, kdy je spínač S rozpojen, je zátěž napájena energií, která je akumulována filtrem. Zvláště ve druhém, pasivním intervalu se regulátor na kvalitě



Obr. 10. K uspořádání pracovního cyklu regulátoru

(okamžité úrovni) výstupního napětí v důsledku nespojitě regulace přímo nepodílí.

Je patrné, že regulace probíhá v navazujících pracovních cyklech, neboť platí (obr. 10)

$$T_c = T_a + T_b \quad (1)$$

Výstupní napětí U_s je regulováno tak, aby byly vyloučeny vlivy vnějších podmínek (vstupní napětí U_n , zatěžovací proud I_L) na jeho velikost. Regulační zpětnovazební smyčka minimalizuje odchylku U_s od jmenovité velikosti. Pro pochopení principu nespojitě regulace zatím není důležité znát detailní funkci bloku, označeného na obr. 9 jako impulsní modulator. Podstata jeho činnosti spočívá v řízení vzájemných časových relací aktivního (T_a) a pasivního (T_b) intervalu pracovního cyklu zesílenou regulační odchylkou ($kU_s - U_{ref}$). Vnitřní struktura pracovního cyklu T_c regulátoru může být ovládána třemi odlišnými způsoby:

a. *Konstantní interval T_a , proměnná perioda T_c*
Tato varianta je typická konstantní dobou trvání aktivního intervalu T_a (to znamená dobou sepnutí výkonového spínače S). Předpokládáme-li, že regulace je natolik účinná, aby $\Delta U_s \rightarrow 0$, bude v intervalu T_a filtrem akumulována energie $+ \Delta Q$. Po rozpojení výkonového spínače v intervalu T_b odebrá zátěž energii, akumulovanou filtrem. Aby se $\Delta U_s \rightarrow 0$, musí řídicí obvody pracovat tak, aby zmenšili se (např.) napětí U_s pod jmenovitou velikost, byl znovu aktivován spínač. Doba T_b je proto závislá na zatěžovacím proudu, případně na množství energie, uložené do filtru FV během intervalu T_a . To znamená, že se změnou vnějších podmínek (U_n, I_L) se mění i perioda pracovního cyklu T_c , popř. okamžitý pracovní kmitočet měniče a to tak, aby množství energie ($+ \Delta Q$) předané a odebrané ($- \Delta Q$) filtrem v průběhu periody T_c si byla rovna.

b. *Konstantní interval T_b , proměnná perioda T_c*
Při užití tohoto regulačního principu je situace opačná. Konstantní je doba pasivního intervalu T_b (rozepnutí spínače S) a mění se interval aktivní (doba sepnutí spínače S). Tím se znovu mění i perioda T_c , avšak s opačným smyslem vůči předchozímu případu. Zvětšení (zmenšení) výstupního proudu regulátoru má za následek prodloužení (zkrácení) aktivního intervalu T_a . Regulace opět zajišťuje rovnováhu mezi energetickým množstvím předaným a odebraným filtrem FV v průběhu periody pracovního cyklu T_c .

V praxi se setkáváme s regulačními metodami, při nichž jsou proměnné oba intervaly T_a i T_b pracovního cyklu, přičemž se mění i perioda T_c . Zvláštním a kvalitativně nejlepším případem této regulace je třetí metoda, regulace s konstantním kmitočtem.

c. *Proměnný poměr intervalů T_a/T_b , konstantní perioda T_c*
Je-li perioda T_c konstantní, je jedinou možností regulace ovládat poměr T_a/T_b . Tato varianta je tedy založena výlučně na využití impulsné šířkové modulace.

S praktickými přednostmi a nedostatky jednotlivých regulačních metod se podrobněji seznámíme v dalších kapitolách. Ideové schéma na obr. 9 můžeme v zásadě popsat bez ohledu na konkrétní funkci regulační smyčky. Výstupní napětí U_s je

$$U_s = \frac{1}{k} U_{ref} \quad (2)$$

Tato definice se však, přesněji vzato, vztahuje na průměrné, nebo jedno z mezích napětí U_s podle způsobu regulace. To proto, že v důsledku nespojitě regulace napětová odchylka ΔU_s periodicky a dynamicky kolísá v intervalu každé periody T_c , především v závislosti na konkrétním způsobu regulace, charakteru filtru FV a zátěže. Zmenšené výstupní

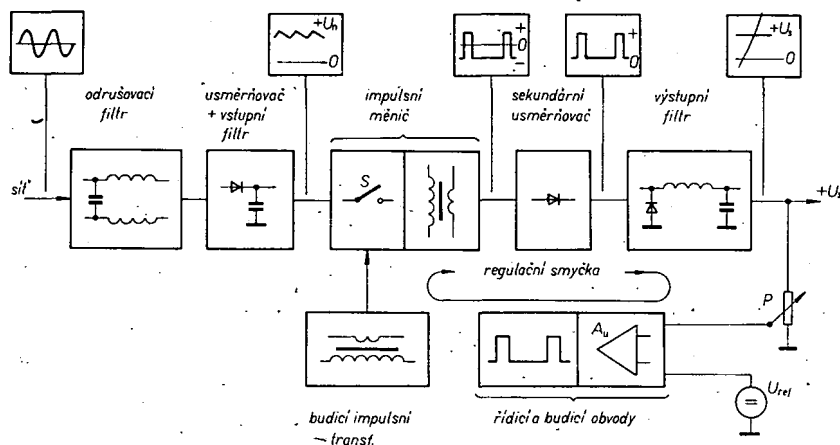
napětí kU_s je vyhodnoceno rozdílovým zesilovačem. Zesílená regulační odchylka $A(U_{ref} - kU_s)$ ovládá přes konverzní obvod U/I (impulsní modulator) některým z uvedených způsobů vzájemný poměr intervalů $T_a : T_b$ (tj. poměrnou dobu sepnutí výkonového spínače) tak, aby se průměrná regulační odchylka ΔU_s blížila k nule. Výstupní napětí je tedy stejné jako u klasické regulace pod kontrolou zpětnovazební smyčky. Ta ovšem nyní pracuje nespojitě, i když regulační zesilovač pracuje neustále.

Na první pohled vidíme základní nedostatek impulsní regulace. Mezi zjištěním odchylky výstupního napětí U_s vzhledem k jmenovité velikosti a její korekci nutně existuje určité zpoždění, vyplývající především ze setrvačného charakteru výstupního (akumulačního) filtru. Pro přijatelné dynamické parametry (odezva U_s na skok U_n, I_L) je nezbytnou podmínkou relativně vysoký pracovní kmitočet regulátoru (řádu desítek kHz).

Impulsní regulátory můžeme zhruba rozdělit do dvou základních skupin. První jsme právě probrali. Jejím typickým znakem je to, že výkonový spínač pracuje přímo ve smyčce výstupního proudu. Srovnáme-li předběžně základní parametry takového regulátoru s klasickým, nalézáme řadu předností – větší účinnost a v jejím důsledku zmenšené rozměry a váha na jednotku výkonu. Mezní dosažitelné výstupní parametry ($P_{z, max}, I_{z, max}$) jsou při běžných součástkách limitovány na desítky W (A), účinnost je asi 70 %. Přípustného velkého a proměnného napětového rozdílu $U_n - U_s$ lze s výhodou užít také při napájení různých zařízení z baterií (nebo bezpečnostních rozvodů). Tato koncepce je velmi vhodná i pro amatérské aplikace. Dovoluje řešit většinu praktických problémů bez zvláštních požadavků na parametry součástek. Rovněž problémy s odušením parazitního kmitočtového spektra jsou menší než u druhé skupiny.

Řada odvětví současné elektroniky (počítače ...) i ostatního průmyslu vyžaduje další posuv kvantitativních ukazatelů (výkony, proudy, rozměry, hmotnost ...). Tyto cíle lze splnit užitím druhé základní koncepce (obr. 11). V zapojení je odstraněn síťový transformátor v klasické formě, čímž se jednak omezí požadavky na mezní kolektorový proud spínacího tranzistoru $I_{cm, max}$, jednak zmenší rozměry a hmotnost transformátoru (který pracuje jako impulsní s relativně vysokým kmitočtem f_{op}).

V síťovém přívodu zdroje (obr. 11) je zařazen nezbytný širokopásmový odrušovací filtr, který je standardním obvodovým prvkem zdroje. Síťové napětí se usměrňuje a vyhlazuje jednoduchým kondenzátorovým filtrem. Stejnosemenné napětí se přivádí na regulační výkonový spínací tranzistor, jehož zátěž tvoří primární vinutí transformátoru napětového měniče, pracujícího v ultrazvukové oblasti (desítky kHz). Impulsní proud procházející primárním vinutím transformátoru měniče indukuje v jeho sekundárním vinutí napětí, usměrňované rychlým diodovým výkonovým usměrňovačem a vyhlazované v obvodu výstupního filtru, který má opět obdobnou funkci jako v předchozím případě. Vyhlazené výstupní napětí U_s se porovnává s referenčním napětím U_{ref} , odchylka vhodným způsobem ovládá poměr intervalů T_a/T_b pracovní periody T_c , která v těchto případech bývá obvykle konstantní. Podstatnou předností této



Obr. 11. Základní schéma stabilizátoru napětí s regulací na primární straně impulsního měniče

koncepte je, že převod impulsního transformátoru je pro v úvahu přicházející úroveň výstupního napětí sestupný. Proto kolektorový proud spínače může být mnohem menší (řádově) než $I_{z \max}$, což prakticky znamená možnost extrémně zvětšit dosažitelné výstupní výkony a proudy. Další velkou předností je to, že impulsní transformátor měniče, pracujícího s vysokým kmitočtem, může mít ve srovnání se síťovým transformátorem pro stejný výkon mnohonásobně menší rozměry.

Podmínkou úspěšné realizace této skupiny impulsních regulátorů, jejichž účinnost se blíží 80 % a výstupní výkony jsou řádu stovek W, jsou speciální konstrukční prvky a součásti (rychlé vysokonapěťové spínací tranzistory, rychlé výkonové diody, kvalitní feritové materiály...). Z technologického hlediska jsou kladeny mimořádné požadavky zvláště na realizaci impulsního výkonového transformátoru (velké průřezy vodičů sekundárního vinutí), který kromě své základní funkce i galvanicky odděluje regulovaný výstup od síťového rozvodu. Stejně bezpečnostní požadavky jsou kladeny i na izolaci mezi výkonovým a budicím obvodem, jejichž vazba je obvykle rovněž transformátorová.

Tato druhá, modernější koncepce impulsních napěťových regulátorů není v současné době pro amatérskou stavbu vhodná; jednak jsou běžné nedostupné potřebné součástky a jednak jsou amatérskými způsoby nřešitelné problémy, související s dosažením vyhovujícího stupně odrušení. Přesto si i této skupiny regulátorů povšimneme blíže, protože již dnes se lze s takto koncipovaným zdrojem často setkat.

Shrňme závěrem základní přednosti i nedostatky impulsně regulovaných zdrojů napájecích napětí. Všimněme si nejprve nedostatků:

a) Zvlnění výstupního napětí.

Z principu impulsní regulace vyplývá, že zvlnění výstupního napětí (odchylka ΔU_s) má nutně dynamický charakter. Je to především důsledkem nespojitosti regulace v průběhu periody T_c (zásahe výkonového spínače v časově omezených intervalech T_a) na jedné a setrvačného charakteru výstupního filtru na druhé straně. Proto zvlnění výstupního napětí je v každém případě větší, než na jaké jsme zvyklí u běžných stabilizátorů. Jeho podstatná složka má opakovací kmitočet závislý na době trvání pracovního cyklu, $f_{op} \gg 50$ Hz. Na úrovni a průběhu zvlnění se podstatně podílí konkrétní způsob regulace a především jakost výstupního filtru.

b) Dynamické parametry.

Jistou slabinou impulsně regulovaných zdrojů jsou

jejich dynamické parametry. Kritická je zejména odezva výstupního napětí na velkou, skokovou změnu zatěžovacího proudu z $I_{z \min}$ na $I_{z \max}$ a opačně. Vznikající přechyty (podkmity) jsou důsledkem:

- principu nespojitosti regulace,
- nelinearity regulace v mezích oblastech ($0 < T_a/T_b < \infty$),
- časového (reakčního) zpoždění, vyplývajícího z akumulačního charakteru výstupního filtru.

Princip impulsní regulace je proto vhodný především pro napájení zařízení s konstantní, málo nebo relativně pomalu proměnnou zátěží.

c) Kmitočtové rušení.

Jedním z podstatných problémů impulsní regulace je parazitní, širokopásmové rušení, které je důsledkem spínacího pracovního režimu. Značné výkonové impulsy s velkou střímostí hran, související s ekonomickým pracovním kmitočtem regulace, jsou základním důvodem vzniku intenzivního rušícího signálu, který se šíří všemi možnými a nemožnými způsoby (i po síťovém vedení). Odrušení zdrojů je složité – v praxi to znamená pečlivě uvážit koncepční a technologické řešení zdroje, využit odrušovacích filtrů v přívodech a pokud možno elektrostatičky i elektromagneticky stínit kritické obvody a celý zdroj.

I přes uvedené problémy se impulsně regulované zdroje rychle prosazují pro následující výhody:

a) Velká energetická účinnost.

Jednoduché, ekonomicky velmi výhodné spínací regulátory běžně dosahují účinnosti přes 60 %. Modernější, komplexně řešené varianty mají účinnost až 80 %. To jsou výsledky nedosažitelné klasickou lineární regulací.

b) Velké výstupní výkony.

Klasická regulace naráží na značné problémy již v oblasti výstupních výkonů řádu desítek W. Tuto oblast lze s impulsní regulací zvládnout relativně jednoduchými prostředky (moderně koncipované impulsní zdroje běžně dosahují výstupních výkonů řádu stovek W). Mimořádnou předností impulsních regulátorů je možnost získat výstupní proudy řádu desítek až stovek A.

c) Modifikovatelnost regulátorů.

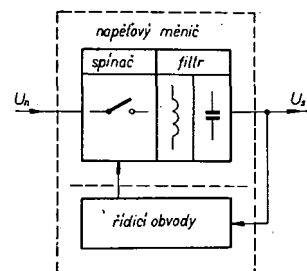
Modifikovatelnost základních variant impulsních měničů i řídicích obvodů umožňuje realizovat i dosti neobvyklé funkce. Příkladem může být získání inverzní polarity výstupního napětí U_s vůči vstupnímu U_h , vzestupná ss „transformace“ $U_s > U_h$, současná stabilizace několika výstupních napětí (hladin) jediným regulátorem ap.

d) Výhodné konstrukční parametry (především rozměry a hmotnost).

Napěťové měniče impulsních regulátorů

Blokové schéma impulsního regulátoru na obr. 12 je stylizováno tak, aby vyniklo obvodové rozlišení na dva rozhodující funkční bloky – napěťový měnič a řídicí obvody. Řídicí obvody jsou co do funkce a významu podřízeny koncepci měniče.

Měnič impulsně regulovaného napěťového stabilizátoru „transformuje“ stejnosměrné vstupní napětí U_h na výstupní U_s dvoustupňovou napěťovou konverzí DC-AC-DC. Je to typický výkonový obvod.



Obr. 12. Rozhodující funkční bloky impulsního regulátoru

Parametry regulátoru jsou v první řadě limitovány koncepcí měniče. Její volba je často poměrně složitým kompromisem mezi technickými parametry na jedné, technologickými možnostmi a ekonomickými ukazateli na druhé straně.

Různé varianty měničů, připadající v úvahu pro praktickou realizaci, mohou být v zásadě odvozeny z

a) blokujícího měniče,

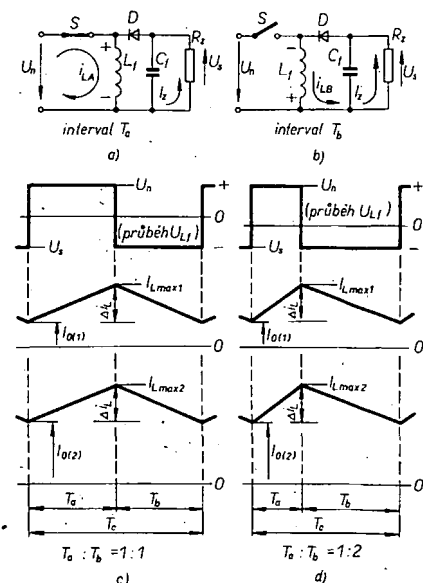
b) propustného měniče.

Pochopení principu a funkce těchto dvou základních typů měniče je podstatou zvládnutí celé problematiky impulsní regulace.

Pro přehlednost nezbytného teoretického rozboru základních variant měničů budeme dále uvažovat jejich ideální, bezztrátové modely ($\eta = 100\%$). Budeme uvažovat prvky s ideálními vlastnostmi. Kromě prvků L a C se to týká především diod a tranzistorů, které budeme považovat za ideální spínače se zanedbatelnými napěťovými úbytky v propustném (sepnutém) stavu U_{AK} , $U_{CES} = 0$ a zanedbatelnými spínacími (rozpínacími) a zotavovacími časy $\tau_r = 0$. Ve shodě s dosavadním značením bude interval T_a vždy roven době sepnutí, interval T_b době rozepnutí výkonového spínače. Perioda pracovního cyklu je značena jako T_c .

Blokující měnič (Flyback converter)

Základní schéma idealizovaného blokujícího měniče je na obr. 13. Schéma je pro přehlednost rozkresleno pro jednotlivé intervaly T_a , T_b pracovního cyklu, rozlišené polohou výkonového spínače S. Výstupní filtr je tvořen sestavou setrvačných členů L_1 , C_1 . Součinnost obou prvků



Obr. 13. Náhradní schéma (a, b) a časové diagramy (c, d) blokujícího měniče

se mění podle právě existujícího intervalu pracovního cyklu. Z porovnání obr. 13a, b vyplývá, že pracovní (akumulační) cívka s indukčností L_1 je v intervalu T_a součástí vstupního, v intervalu T_b součástí výstupního obvodu měniče. Filtrační kondenzátor C_1 je vždy součástí obvodu výstupního.

V intervalu T_a je magnetickým polem cívky L_1 akumulována určitá energie, předaná z napájecího zdroje přes aktivní spínač S . V intervalu T_b , při rozepnutí spínače, je naopak část této energie odebrána zátěží a kondenzátorem C_1 . Předpoklad ideálního bezztrátového měniče dovoluje zavést rovnost

$$W_a = W_b \quad (3)$$

z níž můžeme dále vycházet.

Předpokládáme, že spínač S byl právě sepnut, obr. 13a. Ze základního vztahu pro proud cívky

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt + i_0 \quad (4)$$

lze pro $U_n = k$ a ideální prvky S, L_1 odvodit proudový rozkmit

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_n T_a}{L_1} \quad (5)$$

Špičkový proud $i_{L1 \max}$ cívky na konci intervalu T_a je určen součtem Δi_{L1} a ustáleného proudu i_{L0} , určeného počáteční podmínkou, vyplývající z (4) a obr. 13c, d.

Z (5) vyplývá, že proud i_{L1} je lineární funkcí času. Současný vznik magnetického pole cívky, vytvářeného proudem i_{L1} , brání tomu, aby ΔU_L sledoval skokovou změnu ΔU_L . Magnetický tok Φ_L spolu s Δi_{L1} rostou lineárně. Na konci intervalu T_a je polem cívky L_1 akumulována energie

$$W_a = W_0 + \Delta W_a \quad (6)$$

V této fázi je výstupní obvod měniče od cívky L_1 oddělen inverzně polarizovanou diodou D . Proto v intervalu T_a musí být veškerý výstupní proud i_z hrazen nábojem filtračního kondenzátoru C_1 .

Předpokládáme, že se dále skokově rozpojí výkonový spínač ($t_r = 0$). Tím je okamžitě odpojeno napájecí napětí od L_1 a měnič přechází do druhé pracovní fáze, intervalu T_b , obr. 13b. Energie akumulovaná L_1 nemůže zaniknout okamžitě. Změnou magnetického toku se na svorkách cívky indukuje napětí opačné polarity, působící proti změně (zániku) proudu i_{L1} . Ten nyní může procházet propustně polarizovanou diodou D do výstupního obvodu, zatěžovací odporu a filtračního kondenzátoru C_1 . Počáteční proud i_{L1} je úměrný množství energie, akumulované indukčností během předchozího intervalu T_a . Jestliže z principu bezztrátového měniče vyplývá rovnost (3), musí pro ustálený režim ($W_0 = k$) platit i rovnost

$$\Delta W_a = W_b \quad (7)$$

To znamená, že se zmenšení energie pole v intervalu T_b musí rovnat jejímu zvětšení v intervalu T_a .

Pro konstantní výstupní napětí $U_s = k$ lze při ideální diodě s $U_{AK} = 0$ předpokládat rovnost $U_{L1} = U_s = U_{C1} = k$. Potom má také rozkmit proudu Δi_{L1} opět lineární charakter

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_s T_b}{L_1} \quad (8)$$

Výstupní napětí U_s lze odvodit srovnáním lineárních vztahů (5), (8) podle (7). Platí

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}; \quad U_s = U_n \frac{T_a}{T_b} \quad (9)$$

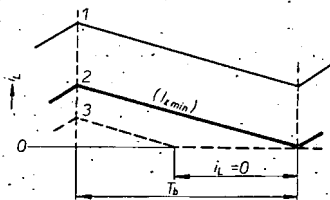
Z rovnice a z obr. 13c, d lze učinit tyto závěry:

A. Absolutní hodnota výstupního napětí U_s je při určitém poměru T_a/T_b lineární funkcí vstupního napětí U_n . To názorně vyplývá ze srovnání U_s pro dva různé poměry $T_a : T_b = 1 : 1$ a $1 : 2$ v časových diagramech na obr. 13c, d.

B. Při $T_a/T_b = k$ a při $U_n = k$ je výstupní napětí U_s teoreticky nezávislé na zatěžovacím proudu i_z , nebude-li narušena rovnost $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$. Změna (zvětšení, zmenšení) proudu i_z v přípustných mezích má za následek pouze posuv ustálené stejnosměrné složky proudu i_{L0} (nahoru, dolů) vůči původní úrovni (obr. 13c, d). Tento závěr neplatí pro dynamickou, skokovou změnu i_z .

Protože napětí U_n v praxi konstantní není (mění se v určitých mezích v závislosti na síťovém napětí a výstupním proudu), musí zpětnovazební smyčka ovládat okamžitý poměr T_a/T_b tak, aby bylo dosaženo co nejlepší konvergence $\Delta U_s \rightarrow 0$. To je možné pouze tehdy, nevybočí-li proud i_z z určitých tolerancí, které by narušily platnost (9) a tím i linearitu regulace.

Pro návrh blokujícího měniče je výchozím kritériem spodní přípustná mez výstupního proudu $i_{z \min}$. Ten lze podle obr. 14 definovat jako minimální přípustný



Obr. 14. K omezení linearitu blokujícího měniče pro proudy $i_z < i_{z \min}$

proud i_z , při kterém ještě nebude přerušen proud cívky L_1 v intervalu T_b (průběh 2). V tomto případě je ustálená složka i_{L0} právě rovna nule. Jakmile se proud i_z zmenší pod uvedenou hranici, naruší se v důsledku nerovnosti $W_a \neq W_b$ linearita vztahu (9).

Horní mez pro proud i_z vyplývá z logického požadavku konstantní indukčnosti cívky L_1 pro celý rozsah proudů $i_{L1 \min}$ až $i_{L1 \max}$. Tomu musí být věnována pozornost zvláště při použití feromagnetického jádra, které nesmí být syceno do saturační oblasti.

Z dosavadních úvah již lze postřehnout základní nedostatek blokujícího měniče, kterým je relativně velké zvlnění výstupního napětí U_s . Zvláště při velkých proudech i_z a malých napětích U_s nelze dokonale dodržet podmínku $U_s = k$, uvažovanou v (8). Napětí na filtračním kondenzátoru C_1 kolísá z řady příčin. První je dána tím, že v intervalu T_a je zátěž napájena výlučně napětím kondenzátoru. Naopak, v intervalu T_b je C_1 nabíjen značnými proudovými impulsy, kdy se také mimo jiné uplatňuje napěťový spád na reálné diodě ($U_{AK} = f(i_z)$). Podstatnou roli však hraje především nedokonalost elektrolytických kondenzátorů, užívaných jako C_1 . Měniče z řady důvodů (rozměry a váha, rušení, dynamické parametry...) v praxi pracují s relativně vysokým pracovním kmitočtem. To sice teoreticky umožňuje volit C_1 s malou kapacitou, na druhé straně se však uplatňují parazitní prvky elektrolytického kondenzátoru (sériová indukčnost, odpor). V jejich důsledku se impulsní charakter proudu i_L promítá i v impulsním charakteru zvlnění ΔU_s .

Zanedbáme-li zatím vliv zmíněných činitelů, kterým se podrobněji věnujeme na jiném místě, můžeme v prvním přiblížení

kapacitu C_1 odvodit z průběhu přechodového jevu na jednoduchém obvodu $R_2 C_1$ v intervalu T_a . Předpokládáme počáteční napětí $U_{C1(0)} = U_s$. Pak pro určitý poměr napětí U_{C1} na počátku a konci intervalu T_a , vyplývající z povoleného zvlnění ΔU_s , vyplývá

$$C_1 \sim \frac{T_a}{R_2 \ln \frac{U_s}{U_{C1 \min}}} \quad (10)$$

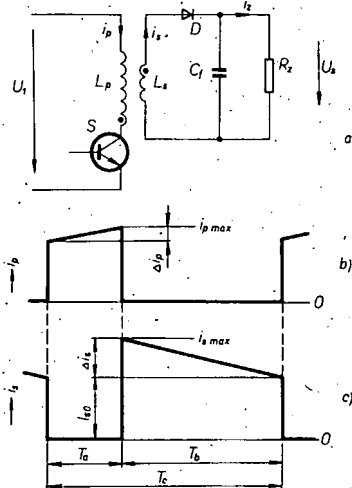
Protože v praxi přípustné zvlnění $\Delta = \Delta U_s / U_s < 20\%$, lze použít vztah

$$C_{1 \min} \cong \frac{T_a U_s}{R_2 \Delta U_s} = \frac{T_a I_z}{\Delta U_s} \quad (11)$$

V praxi je nejlépe kapacitu C_1 především typ. elektrolytického kondenzátoru optimalizovat experimentem. Přesnější teoretické určení je s ohledem na velké rozkmity proudu i_L při širokých tolerancích parametrů C_1 bezúčelné.

Základní zapojení měniče z obr. 13 je typické opačnou polaritou výstupního napětí U_s vůči vstupnímu U_n v důsledku shodného smyslu proudu i_L v obou intervalech pracovního cyklu T_c . Současné platí omezení $|U_{s \max}| \leq |U_n|$.

Libovolné polarity U_s včetně možnosti volby vzestupného i sestupného poměru U_s/U_n a galvanického oddělení vstup – výstup měniče lze dosáhnout náhradou cívky L_1 impulsním transformátorem. Proto běžné schéma blokujícího měniče spíše odpovídá obr. 15. V obou případech může být výkonový spínač realizován prakticky pouze tranzistorem. Tyristory nebo triaky použít nelze, protože spínač pracuje v obvodu stejnosměrného napětí.



Obr. 15. Základní schéma blokujícího měniče s impulsním transformátorem (a) a časové průběhy primárního (b) a sekundárního (c) proudu

Činnost zapojení z obr. 15 je v podstatě shodná s dosud uvažovanou, je-li poměr $n_s/n_p = 1$. V intervalu T_a teče proud pouze primárním, v intervalu T_b pouze sekundárním vinutím. Ze srovnání lichoběžníkových (obr. 15) a trojúhelníkových (obr. 13) impulsních průběhů lze odvodit relaci, analogické (5), (8).

$$\Delta i_p = \frac{U_n T_a}{L_p}; \quad \Delta i_s = \frac{U_s T_b}{L_s} \quad (12)$$

Odtud opět pro bezetrátový měnič

$$\frac{U_n T_a}{L_p} = \frac{n_s}{n_p} \frac{U_s T_b}{L_s}; \quad U_s = U_n \frac{T_a}{T_b} \frac{L_p}{L_s} \quad (13).$$

Z principu transformace indukčnosti

$$L_s/L_p = (n_s/n_p)^2 \quad (14)$$

vyplývá možnost úpravy vztahu (13) na

$$U_s = U_n \frac{T_a}{T_b} \frac{n_s}{n_p} \quad (15)$$

Udělejme nyní hrubý orientační návrh blokujícího měniče s impulsním transformátorem. Nejprve určíme indukčnost L_s sekundárního vinutí. Výchozími parametry jsou požadované výstupní napětí U_s a minimální výstupní proud $I_{z \min}$, definovaný jako v předchozím příkladu. Proud I_z je obecně roven střední hodnotě impulsního průběhu $I_{s0} + \Delta I_s$ (obr. 15c). Protože při $I_{z \min}$ je $I_{s0} = 0$, platí

$$I_{z \min} = \frac{\Delta I_s}{2} \frac{T_b}{T_c} \quad (16)$$

Dosažením ΔI_s z tohoto vztahu do (12) je indukčnost sekundárního vinutí, při které je právě dosaženo „doteku“ $I_{s \min}$ s nulovou úrovní

$$L_s = \frac{U_s T_b^2}{2 I_{z \min} T_c} \quad (17)$$

Ze stejné podmínky ($I_{z \min}$) vyjeme i při návrhu indukčnosti L_p primárního vinutí. Nejprve odvodíme poměr $L_p : L_s$ podle (14), (15)

$$L_p/L_s = \left(\frac{U_n T_a}{U_s T_b} \right)^2 \quad (18)$$

Po dosažení L_s z (17)

$$L_p = \frac{(U_n T_a)^2}{2 U_s T_{z \min}} \quad (19)$$

Pro definici špičkového primárního proudu a tedy i kolektorového proudu spínacího tranzistoru na konci intervalu T_a vyjeme z určeného proudu I_z jako střední hodnoty sekundárního proudu $I_{s(t)}$ s ustálenou počáteční podmínkou $I_{s0} > 0$

$$I_z = (I_{s \max} - \Delta I_s) \frac{T_b}{T_c} + \frac{\Delta I_s}{2} \frac{T_b}{T_c} \quad (20)$$

Odtud

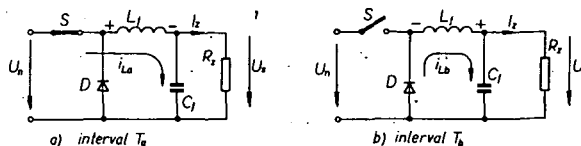
$$I_{s \max} = I_z \frac{T_c}{T_b} + \frac{\Delta I_s}{2} \quad (21)$$

Proud $I_{p \max}$ je pak roven

$$I_{p \max} = \frac{n_s}{n_p} \left(I_z \frac{T_c}{T_b} + \frac{\Delta I_s}{2} \right) \quad (22)$$

Jádro tlumivky L_1 , popř. impulsního transformátoru musí být dimenzováno tak, aby se nemohlo přesytit. Vzhledem k pracovnímu kmitočtu se využívá jader feritových. Pohyblivá ss složka $I_{L0} = I(z)$ a velký proudový rozkmit $I_{L \max} > I_z$ jsou u blokujících měničů hlavními příčinami velkého magnetického toku Φ_{\max} na jednotku výkonu. Pro zmenšení potřebného průřezu jádra se zpravidla, při větších výstupních výkonech zásadně, užívá vzduchové mezery. Ta však musí být volena jako přijatelný kompromis mezi rozměry realizovaných cívek a velikostí rozptylového pole.

Obr. 16. Základní schéma propustného měniče



Indukční zátěž výkonového spínače je určujícím činitelem volby typu vhodného tranzistoru z hlediska jeho druhého kritického parametru, kterým je kolektorové napětí $U_{CE \max}$ v nevodivém stavu. Z napěťových poměrů na primárním vinutí impulsního transformátoru, při uvážení mezního poměru $T_a/T_b = 1$ a těsné vazby primární – sekundární vinutí

$$U_{CE \max} = \frac{U_n}{1 - T_a/T_c} = 2U_n \quad (23)$$

S přihlédnutím k přechodovým jevům při rozpínání tranzistoru je v praxi nutno počítat s jistou rezervou, proto $U_{CE \max} > 2U_n$.

Do konkrétního návrhu blokujícího měniče je samozřejmě nutno zahrnout reálné parametry obvodových prvků, jež mají vliv jak na účinnost regulátoru, tak na kvalitu výstupního, regulovaného napětí.

V souhrnu lze uvést, že funkčně i z hlediska realizace jsou blokující měniče relativně jednoduché. Dobrých výsledků lze poměrně snadno a levně dosáhnout především při regulaci větších výstupních napětí a při malých výstupních proudcích. Tehdy může být poměrně zvlnění výstupního napětí $\Delta U_s/U_s$ velmi malé. Z těchto důvodů je oblast výstupních výkonů až do jednotek W právě doménou blokujících měničů. Pro malá napětí U_s a výstupní proudy přes 1 A se již, pro značné problémy s dynamickou odchylkou $\Delta U_{s(t)}$, výhody blokujících měničů vytrácejí.

Při konstrukci měničů s malými výstupními výkony se dosud, převážně z ekonomických důvodů, užívá nejčastěji regulace proměnným kmitočtem. Jednoduché konstrukce regulátorů tohoto typu jsou velmi vhodným úvodem k praktické činnosti v oblasti impulsní regulace. Ekonomicky zajímavá je i regulace volně kmitajících blokujících měničů. Jednoduchým regulátorům s blokujícími měniči se z těchto důvodů věnujeme podrobněji v praktické části příspěvku.

Konstatujeme závěrem, že perspektivu jedno i několikahladinových blokujících měničů lze vidět především v oblasti spotřební elektroniky, kde se jejich hlavní přednost, jednoduchost i ekonomika řešení, projevuje nejmarkantněji.

Propustný měnič (Forward converter)

Zhruba od 70. let se v literatuře počíná objevovat nový typ měniče, označovaný jako propustný. Již z označení vyplývá, že k přenosu energie ze vstupního do výstupního obvodu užívá propustný měnič aktivního intervalu T_a . Toho lze v zásadě dosáhnout i obrácením smyslu jednoho z vinutí impulsního transformátoru blokujícího měniče na obr. 15. Důsledkem by ovšem byla obtížná regulace a extrémní ΔU_s .

Funkce i princip klasického propustného měniče vyplývá z obr. 16, rozkresleno opět pro jednotlivé fáze činnosti spínače S.

V intervalu T_a je spínač sepnut. Přes L_1 teče ze vstupního do výstupního obvodu proud I_{1a} . U předpokládaného bezetrátového měniče je v tomto intervalu na svorkách L_1 napětí $U_n - U_s$. Změna (zvětšování) proudu

$$\Delta I_{1a} = \frac{(U_n - U_s)}{L_1} T_a \quad (24)$$

má lineární průběh. V ustáleném režimu, tj. při $I_z = k$, bude změna (zmenšení) proudu ΔI_{1b} ve druhém intervalu pracovního cyklu

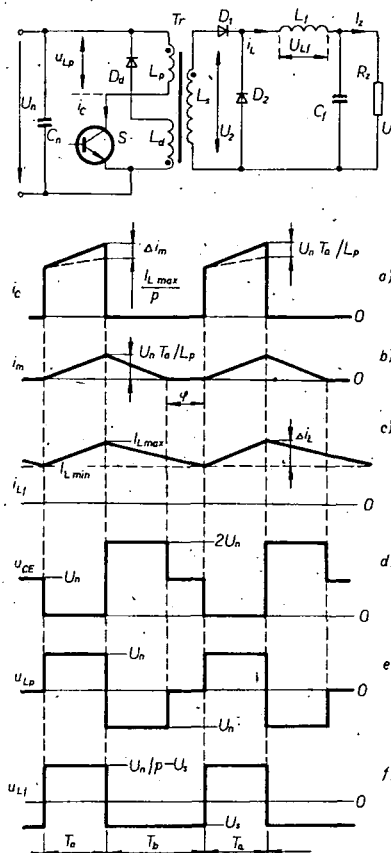
$$\Delta I_{1b} = \frac{U_s}{L_1} T_b \quad (25)$$

V intervalu T_b , při rozepnutí spínače S, je zátěž napájena energií akumulovanou L_1 přes nyní propustně polarizovanou rekuperační diodu D. Pokles proudu ΔI_{1b} je opět s časem lineární. Z rovnosti $\Delta I_{1a} = \Delta I_{1b}$ vyplývá základní vztah pro definici výstupního napětí

$$U_s = U_n \frac{T_a}{T_c} \quad (26)$$

které je nyní určeno poměrem doby trvání aktivního intervalu T_a k době periody T_c , srovnej s (9).

Vedle toho, že výstupní napětí má nyní shodnou polaritu se vstupním, si již můžeme povšimnout podstatné výhody propustného měniče vzhledem k blokujícímu. Proud, tekoucí L_1 , skládající se z ustálené složky I_{L0} a pilovitého průběhu ΔI_{1a} , má nyní prakticky spojitý charakter v průběhu celé periody pracovního cyklu T_c .



Obr. 17. Zjednodušené zapojení a časové průběhy propustného měniče s impulsním transformátorem ($n_p = n_s$, $n_p/n_s = p$); a) proud primárního vinutí Tr ($I_p = I_z$), b) magnetizační proud i_m , c) proud filtrační tlumivkou (i_L), d) napětí U_{ce} spínacího tranzistoru, e) napětí na primárním vinutí, f) napětí na L_1

Pro optimální režim ($I_z \gg I_{z \min}$) lze dosáhnout toho, že rozkmit ΔI_L je řádově menší než I_z . Jelikož L_1 tvoří s C_1 účinný filtrační člen v průběhu celého pracovního cyklu, lze ve srovnání s blokujícím měničem dosáhnout řádového zmenšení dynamické odchylky $\Delta U_{s(1)}$.

Návrhem měniče tohoto typu, pro který samozřejmě platí omezení $U_s < U_n$, se budeme podrobně zabývat v praktické části. Nyní se věnujeme podrobnějšímu rozboru propustného měniče s impulsním transformátorem (obr. 17).

Interval T_a počíná skokovým sepnutím spínacího tranzistoru S kladným impulsem z řídících obvodů do jeho báze (tranzistor n-p-n). Kolektorovým obvodem a primárním vinutím Tr teče proud i_C . Propustně polarizovanou diodou D_1 prochází transformovaný vstupní proud přes tlumivku L_1 do zátěže a výstupního filtračního kondenzátoru C_1 . Tento sekundární proud i_L se s časem lineárně zvětšuje od určitého proudu $I_{L \min}$. Od určitého proudu, závislého na převodu Tr ($I_{CO} = I_{L \min}/p$) se lineárně zvětšuje také proud i_C primárním vinutím (obr. 17a, c). V intervalu T_a zastává tlumivka L_1 dvě funkce. Jednak působí s C_1 jako účinný filtr LC , jednak akumuluje část vstupní energie.

Energie v intervalu T_a se akumuluje také průchodem proudu primárním vinutím Tr .

Skokovým zavřením tranzistoru záporným impulsem do jeho báze přechází činnost měniče do intervalu T_b . Určitá část energie, akumulovaná tlumivkou L_1 , je nyní propustně polarizovanou diodou D_2 přenášena do zátěže a kondenzátoru C_1 . Dioda D_1 nyní pracuje jako oddělovací, D_2 jako rekuperační. Tlumivka L_1 zabraňuje skokové změně proudu i_L , který se proto v intervalu T_b lineárně zmenšuje. Z obr. 17c je patrné, že při správném návrhu lze dosáhnout spojitého, lineárního pilovitého průběhu i_L s rozkmitem podstatně menším, než je amplituda výstupního proudu I_z . Z toho vyplývá relativně malé zvlnění ΔU_s .

Aby se nepřesycovalo jádro impulsního transformátoru, které v intervalu T_a akumuluje energii, představovanou magnetizačním proudem.

$$\Delta i_m = \frac{U_n T_a}{L_p} \quad (27),$$

kteřá v intervalu T_b není výstupním obvodem měniče odebírána, užívá se pomocného demagnetizačního vinutí L_d se shodným počtem závitů a opačným směrem vinutí vůči primárnímu. Pak se v intervalu T_b vrací akumulovaná energie přes diodu D_d zpět do zdroje vstupního napětí, zvětšuje se náboj vstupního filtračního kondenzátoru C_n . Je logické, že pro kompenzaci magnetického obvodu se musí demagnetizační proud zmenšit na nulu dříve, než je ukončena pracovní perioda T_c , viz předstih φ na obr. 17b. Pro shodný počet závitů a dokonalou vazbu indukčnosti L_p , L_d vyplývá mezní přípustný poměr intervalů $T_a/T_b \approx 1$. Užitím demagnetizačního vinutí je současně omezeno mezní napětí U_{CE} rozepnutého tranzistoru po dobu, kdy $i_d > 0$, na

$$U_{CE \max} = 2U_n \quad (28),$$

viz obr. 17d, e. Vzhledem k zákmitům při přepínání tranzistoru (rozptylové indukčnosti, kapacity) je v praxi opět nutno počítat s určitou rezervou.

Pro výstupní napětí bezztrátového měniče lze odvodit vztah, obdobný (26). Napětí U_s je úměrné střední hodnotě usměrněných napětíových impulsů na sekundárním vinutí transformátoru

$$U_{2 \max} = U_n \frac{n_s}{n_p}$$

$$U_s = U_n \frac{n_s T_a}{n_p T_c} \quad (29).$$

Spodní hranice proudu I_z , při němž se ještě nepřeruší proud i_L , vyplývá z obr. 17c, položíme-li $I_{L \min} = 0$. Potom rozkmit

$$\Delta i_L = \frac{(U_{2 \max} - U_s)}{L_1} T_a = \frac{U_s}{L_1} T_b \quad (30)$$

a výstupní proud je střední hodnota lineárního, nepřerušovaného proudu pilovitého průběhu

$$I_z \min = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{U_s}{2L_1} T_b \quad (31).$$

Proud $I_z \min$ se v praxi volí v rozsahu asi 0,05 až 0,1 $I_{z \max}$. Proud I_z by se pod touto hranici neměl zmenšit, protože tím by se narušila linearita regulace. Výstupní napětí již není teoreticky nezávislé na I_z , ale spíše $I_z < I_{z \min}$ se nelineárně zvětšuje. V mezním případě, při $I_z = 0$, může teoreticky dosáhnout až $U_s = U_{2 \max}$, nezabrání-li tomu zisk řídících obvodů (extrémní rozsah regulačního poměru $T_{a \min} : T_c$).

Indukčnost tlumivky L_1 lze odvodit z (30), (31)

$$L_1 = \frac{U_s T_b}{2I_z \min} \quad (32).$$

Pro větší výstupní výkony musí mít jádro tlumivky vzduchovou mezeru (sycení stejnosměrným proudem $I_z \gg \Delta i_L$).

Při návrhu Tr určíme převodní poměr z (29) při uvážení nejhorších pracovních podmínek ($U_n \min$)

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{U_n T_a}{U_s T_c} \quad (33).$$

Indukčnost primárního vinutí vyplývá z (27)

$$L_p = \frac{U_n T_a}{\Delta i_m} \quad (34).$$

Zde je důležitá správná volba magnetizačního proudu Δi_m . Z časového průběhu na obr. 17a je patrné, že primární (kolektorový) proud se v intervalu T_a skládá ze dvou složek

$$i_C = i_L \frac{n_s}{n_p} + i_m \quad (35).$$

V okamžiku sepnutí tranzistoru je vlivem sekundární zátěže Tr skokově dosaženo proudu $i_{CO} \approx I_{L \min} n_s/n_p$, prakticky nezávislého na indukčnosti L_p . Přitom je magnetický tok v jádře Tr zhruba nulový. Kromě toho, že se v intervalu T_a zvětšuje sekundární proud až $k/I_{L \max}$, je z obr. 17a zřejmé i lineární zvětšování toku v jádře transformátoru. Velikost proudu Δi_m má přímý vliv na rozměry (průřez) jádra. Při jeho určení ($i_m < I_{C \max}$) lze v praxi vycházet ze vztahu

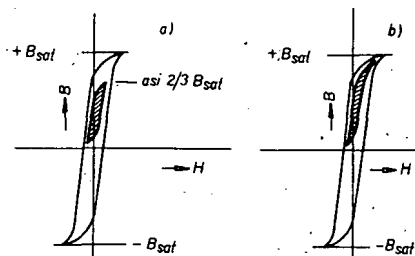
$$\Delta i_m = \frac{I_z \max}{10} \frac{n_s}{n_p} \quad (36).$$

Sycení jádra pak vyplývá z

$$B_{\max} = \frac{L_p \Delta i_m}{n_p S} \quad (37).$$

Indukčnost sekundárního vinutí

$$L_s = L_p \left(\frac{n_s}{n_p} \right)^2 \quad (38).$$



Obr. 18. Ke stanovení sycení jádra impulsního transformátoru

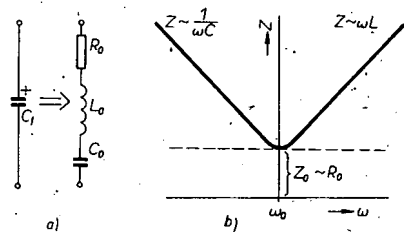
Špičkový kolektorový (primární) proud je vzhledem k $\Delta i_L < I_z \max$ přibližně

$$I_{C \max} \approx I_z \max \frac{n_s}{n_p} \quad (39).$$

Poznamenejme ještě, že s ohledem na skokovou změnu ΔI_z musí být zajištěna rezerva v sycení jádra trať, $B_{\max} \approx 0,7 B_{\text{sat}}$ (obr. 18). Magnetický tok v jádře má jednosměrnou polarizaci. U propustného měniče je již možno exaktněji uvažovat o velikosti a průběhu zvlnění výstupního napětí v průběhu pracovní periody T_c . Srovnáme-li amplitudy $\Delta U_s \max$ na obr. 15c a Δi_L na obr. 17c, je to zcela logické. Je-li u propustného měniče Δi_L řádově menší než I_z , přičemž proud i_L prochází ze vstupního do výstupního obvodu prakticky bez přerušení, jsou dány teoretické předpoklady k dosažení velmi dobrého průběhu zvlnění ΔU_s .

Dominantní vliv na kvalitu a dynamickou stabilitu napětí U_s z hlediska součástek mají prvky LC .

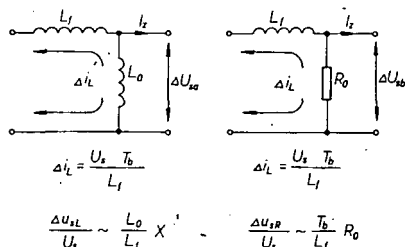
Pro minimalizaci zvlnění je třeba kondenzátor C_1 s co největší kapacitou. Přesto platí, že od určité kapacity $C_{1 \min}$ není ani tak důležitá kapacita, jako spíše typ elektrolytického kondenzátoru. To vyplývá z výrazného uplatnění parazitních prvků kondenzátoru, především náhradního sériového odporu R_0 a vzhledem k pracovnímu kmitočtu měniče i sériové indukčnosti L_0 (obr. 19a). Pro orientaci: u běžných



Obr. 19. Náhradní schéma elektrolytického kondenzátoru (a) a jeho impedanční charakteristika (b)

elektrolytických kondenzátorů R_0 = desítky až stovky mΩ, L_0 = jednotky až desítky μH. Je patrné, že náhradní prvky R_0 , L_0 , C_0 tvoří v podstatě sériový rezonanční obvod. Při rezonančním kmitočtu se C_1 chová přibližně jako odpor R_0 , při $f < f_0$ má kapacitní, při $f > f_0$ indukční charakter. Vlivy jednotlivých parazitních prvků na zvlnění ΔU_s lze postihnout náhradními schématy (obr. 20). Zvlnění vlivem parazitní indukčnosti L_0 je v podstatě úměrné poměru L_0/L_1 . Tato složka je, obvykle, vzhledem k reálným hodnotám L_1 , méně výrazná, než zvlnění na odporu R_0 , závislé na rozkmitu proudu Δi_L .

Odpor R_0 je rozhodujícím kritériem pro výběr toho kterého typu elektrolytického

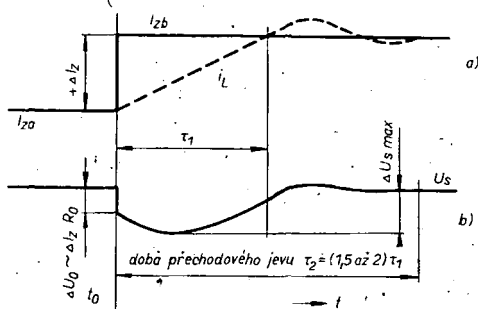


Obr. 20. Zjednodušené náhradní schéma pro odvození vlivu L_0 (a) a R_0 (b) na zvlnění

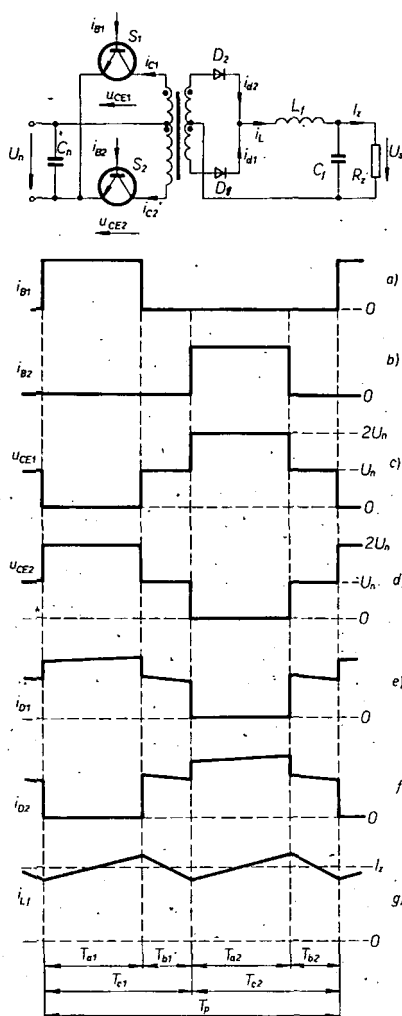
kondenzátoru. V zahraničí jsou dostupné speciální kondenzátory s velkou kapacitou, s malou impedancí a s malými rozměry. U nás, viz např. zdroje ZPA Děčín, se C_1 nejčastěji realizuje paralelním řazením několika běžných kondenzátorů, při čemž se tato „baterie“ doplňuje jedním nebo několika kvalitními tantalovými kondenzátory. Výsledné parametry obou řešení jsou v oboru běžných teplot prakticky srovnatelné.

Výstupní filtr $L_1 C_1$ má podstatný vliv také na dynamickou odezvu regulátoru. Impulsně regulované zdroje mají obecně mnohem pomalejší odezvu výstupního napětí na skokovou změnu zatěžovacího proudu, než zdroje klasické. Zatímco ty reagují na skok ΔI_z prakticky okamžitě a proporcionálně, dochází u spínacích zdrojů k typické dynamické odchylce ΔU_s , působené především zpědním změny proudu tlumivkou výstupního filtru (ΔI_L je lineární funkcí času). Rozdíl v okamžitých hodnotách obou proudů se promítá v dynamické odchylce $\Delta U_{s(t)}$.

Na obr. 21 jsou stylizované průběhy při skoku $+\Delta I_z$. Měníč na tuto změnu reaguje prakticky okamžitě lineárním zvětšením proudu i_L . Tím se ovšem narušují dosud uvažované ustálené počáteční podmínky, $i_{L0} \neq k$. Na počátku přechodového jevu je $i_L < i_z$. Rozdíl proudů se projeví, je-li kapacita C_0 dostatečně velká, především v úbytku napětí na parazitním odporu R_0 . Proto se napětí U_s v čase t_0 skokově zmenší přibližně o $\Delta U_0 = \Delta I_z R_0$ (obr. 21b). Na pokles reagují také řídicí obvody, proud i_L se lineárně zvětšuje, až v určitém čase bude $i_L = i_z$. Vlivem nespojitosti regulace však se ještě po určitou dobu zvětšuje, čímž dochází k proudovému i napěťovému překmitu, protože výstupní napětí reaguje v souladu se změnou i_L . Doba potřebná k odeznění přechodového jevu, k opětovnému dosažení ustáleného počátečního proudu i_{L0} pro nový zatěžovací proud i_z , je závislá na velikosti skoku



Obr. 21. Stylizovaná odezva výstupního napětí U_s na skokovou změnu zatěžovacího proudu I_z



Obr. 22. Protitaktní měnič; a) budicí proud S_1 , b) budicí proud S_2 , c) U_{CE} tranzistoru S_1 , d) U_{CE} tranzistoru S_2 , e) proud diodou D_1 , f) proud diodou D_2 , g) proud tlumivkou L_1

ΔI_z , parametrech filtru $L_1 C_1$, zisku a způsobu kmitočtové kompenzace zpětnovazební smyčky. Pro skok $\Delta I_z = I_{z \max}/2$ se dosahuje doby $\tau_2 = 2\tau_1$. Obecně platí, že odchylka ΔU_s je tím menší, čím menší je R_0 a větší C_0 . Doba přechodového jevu se prodlužuje se zvětšováním indukčnosti L_1 , jeho tlumení je tím větší, čím větší je zisk zpětnovazební smyčky.

Propustný měnič můžeme v souhrnu označit za optimální současné řešení pro naprostou většinu v úvahu přicházejících aplikací impulsně regulovaných zdrojů.

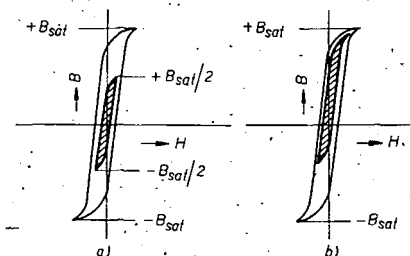
Protitaktní měnič (Push – pull converter)

Princip protitaktního (dvojitelného) měniče (obr. 22) lze postihnout analogií s dvojicí protitaktně pracujících propustných měničů se společným impulsním transformátorem, akumulační tlumivkou a filtračním kondenzátorem C_1 . Typické pro tento typ měniče je to, že v důsledku společného jádra obou měničů nemusí být T_r opatřen demagnetizačním vinutím.

Spínací tranzistory S_1, S_2 se v činnosti během každého pracovního cyklu T_p periodicky střídají (T_{a1}, T_{a2}). Při tom musí být bezpečně zajištěno, že se v žádném případě nemohou vzájemně překrývat dílčí intervaly (T_{c1}, T_{c2}) obou sekcí měniče, což vyžaduje zvýšené nároky na řídicí obvody (založené výlučně na regulaci s $T_p = 2T_c = k$).

Princip protitaktního měniče: je-li sepnut spínač S_1 , vede dioda D_1 . Přes tlumivku L_1 prochází proud do výstupního obvodu. Tlumivka L_1 opět akumuluje část energie, předávanou ze vstupního obvodu. Je-li S_1 rozpojen, musí druhý spínač S_2 zůstat po určitou dobu bezpodmínečně v rozepnutém stavu. Po tuto dobu (T_{b1}) pracují obě diody D_1, D_2 jako rekuperační – část energie, akumulovaná polem L_1 je přenášena do zátěže. Ve druhé části periody T_p je nejprve sepnut spínač S_2 . Vede dioda D_2 , energie je ze vstupního do výstupního obvodu opět přenášena přes L_1 . Po rozepnutí S_2 opět obě diody pracují jako rekuperační.

V ideálním případě, při absolutní symetrii intervalů T_{c1}, T_{c2} , indukčnosti měniče $a/L_z = k$ má magnetický tok T_r nulovou ss složku. Jeho jádro by ve srovnání s propustným měničem mohlo mít teoreticky poloviční průřez (na jednotku výkonu). Praktické nesymetrie a především možnost dynamických změn zatěžovacího proudu však způsobují, že T_r bývá dimenzován zhruba stejně jako u klasického propustného měniče (obr. 23).



Obr. 23. Syčení jádra transformátoru protitaktního měniče při konstantní (a) a skokové proměnné (b) zátěži

Oproti propustnému měničů lze pozorovat odlišný průběh proudu tlumivkou L_1 . Energie, akumulovaná transformátorem po dobu závěrných intervalů spínačů způsobuje, že anody diod D_1, D_2 , které v těchto pracovních fázích působí jako rekuperační, nejsou na nulovém potenciálu. Tím se zmenšuje proud i_{Lb} akumulační cívky. Transformovaný magnetizační proud, ovlivňující průběh i_L , se uplatňuje především při malých proudech i_z .

Sekundární obvod měniče působí jako zdvojnásobč kmitočtu, což má příznivý vliv na zmenšení zvlnění ΔU_s . Protitaktní měniče mohou samozřejmě pracovat s činitelem plnění impulsu $T_p/T_c > 1/2$. Vždy však musí být zajištěno, že $T_b > 0$.

Výstupní napětí U_s je za podmínky nepřerušovaného proudu i_L úměrné vztahu

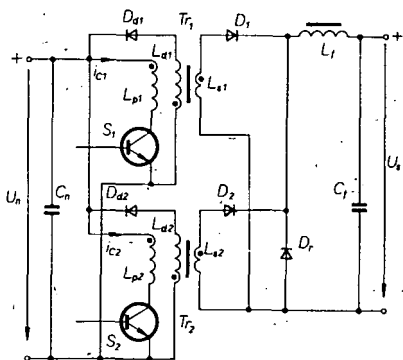
$$U_s = \frac{n_s}{n_p} U_n \frac{T_a}{2T_c} \quad (40).$$

Výhodou protitaktního měniče je prakticky dvojnásobný výstupní výkon ve srovnání s měničem propustným. Nedostatkem je obtížná realizace transformátoru (symetrie, vazby, izolace) a mimořádné požadavky na řídicí obvody. Mezní napětí spínacích tranzistorů je opět $U_{CE} = 2U_n$.

S protitaktním měničem se můžeme setkat především u zdrojů s velkými výstupními výkony řádu stovek W.

Dvojitý propustný měnič (Double forward converter)

Další a možná i výhodnější možnost spolupráce dvou propustných měničů znázorňuje obr. 24. V tomto případě má každý z měničů, pracujících opět v proti-

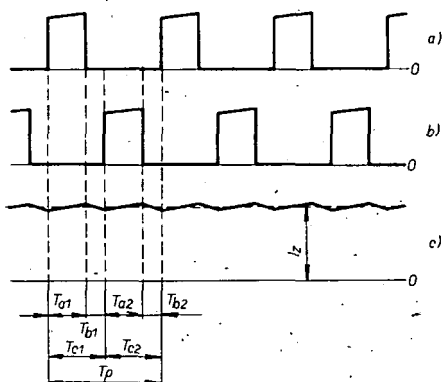


Obr. 24. Funkční schéma dvojitého propustného měniče

taktu, svůj vlastní impulsní transformátor s demagnetizačním vinutím. Společná je značná část řídicích obvodů, pracujících opět prakticky výlučně na principu konstantní periody T_c a obvod výstupního filtru (rekuperační dioda D_r , tlumivka L_r a výstupní kondenzátor C_r).

Podmínka propustného měniče $T_a/T_c < 1/2$ platí samozřejmě i zde. Je však třeba si uvědomit, že v důsledku fázových relací protitaktně pracujících měničů je činitel plnění sekundárních impulsů dvojnásobný (obr. 25). Proto

$$U_s = 2 \frac{n_s}{n_p} U_n \frac{T_a}{T_c} \quad (41)$$

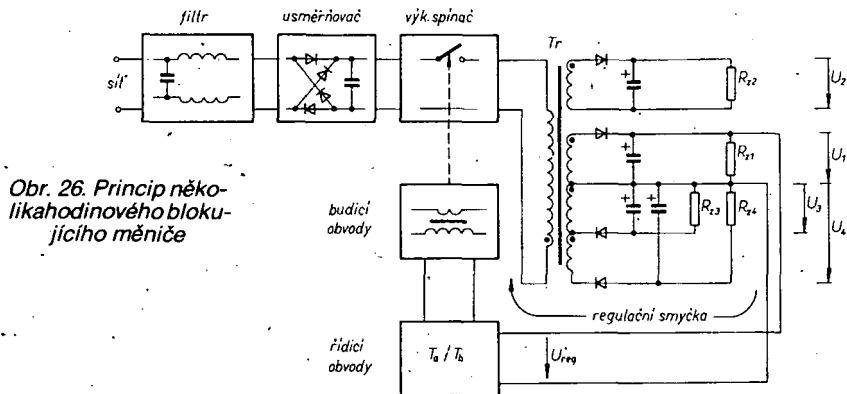


Obr. 25. Dvojitý propustný měnič; a) průběh proudů I_{c1} , b) proud I_{c2} , c) proud tlumivkou L_r

Paralelním řazením výstupů obou měničů je opět dosaženo dvojnásobného výstupního výkonu vůči jednoduchému propustnému měniči, vztaheno k určitému proudu spínacího tranzistoru $I_{C \max}$. Stejně je redukováno i zvlnění ΔU_s , protože výstupní obvod měniče působí jako zdvojevač kmitočtu. Je lepší i dynamická odezva, protože vedle možnosti volit menší kapacitu C_r vychází i menší indukčnost rekuperační cívky L_r .

Oproti protitaktnímu měniči je výhodou, že se užitím samostatných transformátorů obou sekcí neovlivňuje ss složka sycení jader vzájemnými nesymetriemi provedení a budících signálů. Prakticky se neuplatňuje ani vliv magnetizačního proudu na průběh I_{Lt} , viz užití společné rekuperační diody D_r .

Nevýhodou jsou opět zvýšené náklady (dva výkonové spínače, dva transformátory, složitější řídicí a budící obvody atd.). Dvojitý propustný měnič se proto opět užívá výlučně k regulaci velkých výstupních výkonů.



Obr. 26. Princip několikaohodového bloku-jícího měniče

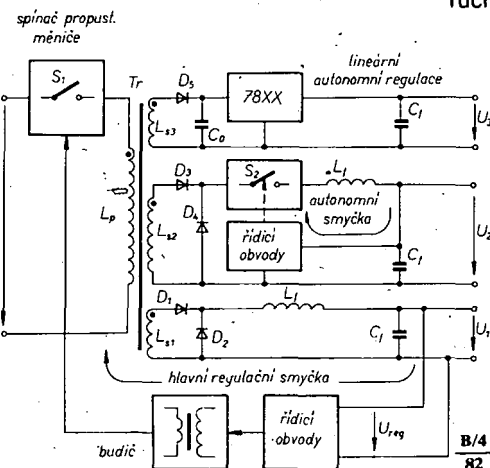
Několikahladinové měniče

Princip impulsní regulace velmi dobře vyhoví častému požadavku současné stabilizace několika výstupních napětí. Pro tento účel je velmi ekonomický měnič, typický několika sekundárními vinutími, usměrňovacími a filtračními obvody. Vstupní odrušovací filtr, usměrňovač a primární část měniče mohou být společné. Společná může být i většina řídicích, budících a pomocných obvodů regulátoru.

Konkrétní řešení těchto měničů mohou být velmi hrubě rozdělena do dvou typických skupin:

a) Několikahladinový blokující měnič.

Nejjednodušší a ekonomicky nejvhodnější je ke stabilizaci několika napětí princip blokujícího měniče (obr. 26). Při tom všechna napětí tvoří společnou sekundární zátěž měniče. Podle smyslu sekundárního vinutí a orientace usměrňovacích diod mohou být získána napětí libovolné polarity, případně může být některé galvanicky odděleno od ostatních. Napětová úroveň každé „hladinou“ je určena příslušným transformačním poměrem n_{sk}/n_p . V regulátoru se běžně uplatňuje pouze jediná regulační smyčka, vztažená obvykle k výkonové podstatné výstupní hladině (na obr. 26 hladině U_1). Ostatní napětí jsou tedy stabilizována nepřímo. Předpokladem možnosti využití tohoto principu jsou relativně stálé odběry proudu jednotlivých „hladin“. Regulační smyčka v podstatě pouze eliminuje vliv kolísání síťového nebo jiného napájecího napětí na velikost jednotlivých výstupních napětí. Na jedné straně je měnič velmi ekonomický, především extrémní jednoduchostí výstupních filtrů, na druhé straně je typické značné zvlnění ΔU_s pro větší výstupní proudy a možnost vzájemného ovlivňování. Proto se s několikaohodovým blokujícím měničem setkáváme především ve spotřební elektronice.



Obr. 27. Různé možnosti regulace výstupních napětí

b) Několikahladinové propustné a protitaktní měniče.

S těmito typy měničů se setkáváme v energeticky i kvalitativně náročných zařízeních, jako jsou počítače. Základní regulační smyčka bývá ovládána výkonově dominantním výstupním napětím („hladinou“) (obr. 27). Ostatní „hladiny“ mají své vlastní, autonomní regulační smyčky. Dva základní způsoby jejich regulace jsou naznačeny ve schématu.

Hlavní regulační smyčka je ovládána řídicími obvody, které pracují prakticky výlučně na principu konstantní periody T_c , s řízeným poměrem T_a/T_b . Touto smyčkou je regulována hlavní hladina U_1 .

Druhá hladina, označená jako U_2 , je regulována vlastním propustným měničem na sekundární straně impulsního transformátoru. Při tom její řídicí obvody pracují synchronně s hlavní regulační smyčkou (shodná doba periody T_c) tak, že vlastně zkracují dobu aktivního intervalu T_a na výstupu spínače S_2 . Vzhledem ke střídavému charakteru sekundárních napětových impulsů je v tomto případě možná i regulace tyristorem ap. To je jedna z možností autonomní regulace výstupní hladiny.

Pro hladiny s menšími výstupními výkony je mnohdy vhodná spojitá regulace (U_3). Pro ni pak měnič představuje předregulační obvod, který eliminuje vliv kolísání napájecího napětí na výkonovou ztrátu regulačního tranzistoru. S výhodou lze v těchto případech použít pevný monolitický regulátor.

V tomto krátkém přehledu problematiky měničů jsme pochopitelně nemohli zacházet do přílišných detailů. Přesto se domnívám, že různé varianty měničů, s nimiž se v praxi můžeme setkat, mohou být na základě provedeného rozboru analyzovány s dostatečnou důkladností. Umyslně byly opomenuty varianty regulátorů s tyristorovou předregulací, které pro extrémní problémy s odrušením nelze, zvláště pro amatérské aplikace, doporučit.

Součásti měničů

Dosud jsme uvažovali měniče jako ideální, bezztrátové, se 100% účinností. Skutečná účinnost je samozřejmě vždy menší a mnohdy velmi podstatně. Pro její optimalizaci, zajištění spolehlivé funkce atd. je třeba věnovat značnou pozornost parametrům součástek, zejména těch, s nimiž se jinak běžně nesetkáváme. Konfrontujeme nyní teoretické předpoklady z předchozí kapitoly s našimi současnými technologickými možnostmi.

Bipolární výkonové tranzistory

Ideální spínací tranzistor by měl mít nulový odpor v sepnutém, nekonečný v nevodivém stavu. Rovněž by měly být nulové i přepínací ztráty při přechodu tranzistoru do nevodivého stavu a naopak. To jsou požadavky prakticky nesplnitelné. U tranzistoru výkonového spínáče měniče jsou rozhodujícími parametry mezní přípustné napětí U_{CEmax} , dosažitelné saturační napětí v sepnutém stavu U_{CEsat} , kolektorový proud I_{Cmax} , výkonová ztráta P_{Cmax} , odolnost vůči druhému průrazu, rychlost a spínací parametry.

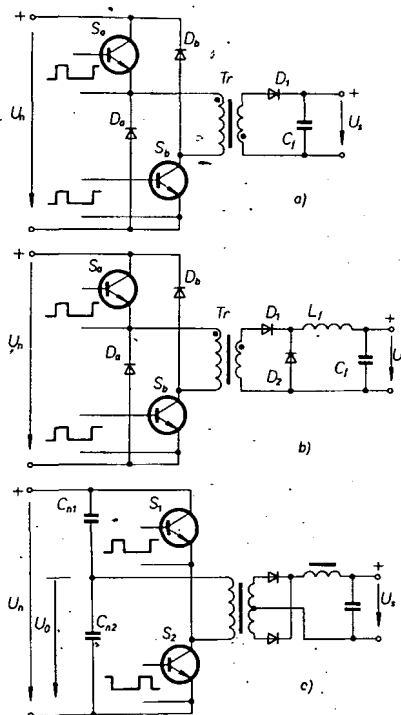
Napětí kolektor-emitor

V sepnutém stavu je minimální dosažitelné napětí na spínacím tranzistoru rovno U_{CEsat} . To pro větší kolektorové proudy znamená značné snížení účinnosti měniče, zvláště uvažujeme-li, že pro dosažení přijatelných dynamických parametrů (t_{on}) a také omezení výkonové ztráty budičeho obvodu není buzení tranzistoru na saturační mez často možné. Napětí U_{CE} sepnutého tranzistoru je pro větší výstupní výkony běžně v rozsahu jeden až několik V. Proto je v tomto ohledu výhodné použít měnič s impulsním transformátorem o sestupném převodu – v našich podmínkách si však musíme uvědomit, že tranzistor musí mít přípustné napětí U_{CEmax} v nevodivém stavu velmi velké, neboť vesměs $U_{CEmax} \approx 2 U_n$. Při napájení měniče přímo usměrněným síťovým napětím (horní tolerance 240 V)

$$U_{CEmax} \geq 2 \sqrt{2} \cdot 240 \text{ V} \approx 680 \text{ V} \quad (42).$$

S rezervou, vynucenou možnými překlimy (díky indukčnosti primárního vinutí), je minimální přípustné napětí $U_{CEmax} = 750 \text{ V}$. Pro nedostupnost vysokonapětových tranzistorů byly dříve užívány různé modifikace měničů, redukující napětí U_{CEmax} na polovinu (obr. 28). Tranzistory spínajícího měniče na obr. 28a jsou sblížené současně. Spínací diody zajišťují, že napětí na libovolném z nich nepřekročí velikost U_n . Obdobně je redukováno napětí $U_{CEmax} = U_n$ i u spínacích propustných měničů na obr. 28b. V zapojení protitaktního měniče na obr. 28c se zmenšuje napětové namáhání tranzistorů jejich uspořádáním do můstku. Ve středu sériově řazené dvojice filtračních kondenzátorů je udržováno prakticky konstantní napětí $U_0 = U_n/2$. Je samozřejmé, že ve srovnání s klasickým měničem, obr. 22, je za stejných podmínek výstupní výkon poloviční.

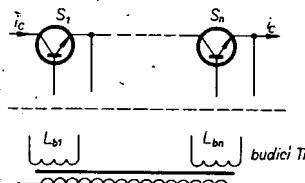
I po naznačených úpravách je požadované napětí $U_{CEmax} 380 \text{ V}$. Proto se nahrazoval vysokonapětový tranzistor s sériovou kaskádou tranzistorů s menším U_{CEmax} (obr. 29). Všechny tyto varianty vedou



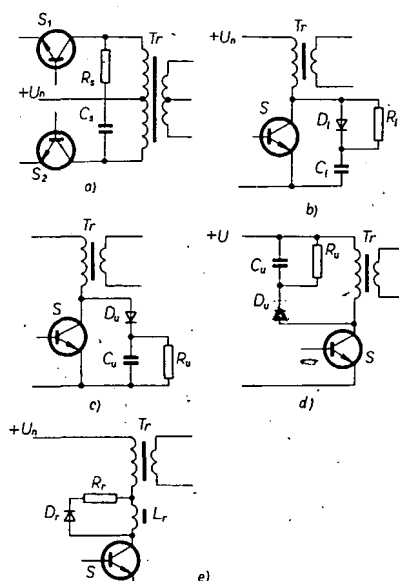
Obr. 28. Varianty měničů s $U_{CEmax} = U_n$

však k obvodové a technologické složitosti až na hranici užitnosti a mají negativní vliv na spolehlivost. V současné době se používají prakticky výlučně speciální vysokonapětové tranzistory.

V konkrétním zapojení je vždy nutno zajistit bezpečný pracovní režim tranzistoru za všech možných okolností. Kritické jsou zejména přechodové fáze (spínání, rozpínání) pracovního cyklu, zvláště proto, že tranzistory pracují s indukční zátěží (druhý průraz) a často na hranici mezních parametrů.



Obr. 29. Kaskádní náhrada vn tranzistoru



Obr. 30. Různé varianty ochranných obvodů tranzistoru, užívané v měničích

Především musí být zajištěny kvalitní budičí obvody (výkon, malý vnitřní odpor R_g , inverzní bázeový proud při rozpínání...). I při splnění těchto požadavků může být bezpečný pracovní režim tranzistoru, především v důsledku parazitních prvků pracovní indukčnosti, překročen. Tomu zabráňují ochranné obvody.

Ochranné obvody spínacího tranzistoru

U protitaktních měničů se užívá sériového členu RC , přemostňujícího primární vinutí transformátoru (obr. 30a). Ten omezuje napětové špičky v přepínacích intervalech měniče. Pro efektivní činnost je při malé časové konstantě $R_g C_s$ nutný kondenzátor C_s s velkou kapacitou. Proto je zapojení typické značnou výkonovou ztrátou (nabíjení, vybíjení kondenzátoru značnými proudy). Obdobné řešení se používá i u blokujících měničů.

Nejrozšířenější měniče propustné mohou být opatřeny několika typy ochranných obvodů. První z nich, omezovač dU_{CE}/dt , je na obr. 30b. Obvod omezuje růst kolektorového napětí při přechodu tranzistoru do nevodivého stavu, kdy demagnetizační obvod není dostatečně účinný. V okamžiku rozepnutí tranzistoru se kondenzátor C_1 začíná nabíjet přes diodu D_1 . Během přechodového intervalu se napětí na C_1 zvětšuje, zatímco proud i_C klesá k nule. Při vhodné volbě C_1 nemůže napětí U_{CEmax} přesáhnout $2U_n$. Během následného sepnutí tranzistoru se C_1 vybíjí přes R_1 a kolektor tranzistoru. Časová konstanta $R_1 C_1$ musí být volena tak, aby se kondenzátor vybil i během nejkratšího možného intervalu T_a .

Další variantou ochranného obvodu je spínací špičkový usměrňovač, obr. 30c. Kondenzátor C_u se nabíjí na napětí $2U_n$, na něž omezuje i U_{CEmax} . Obdobné zapojení s redukovanou výkonovou ztrátou je na obr. 30d.

Poslední z běžných ochranných zapojení, omezovač dI/dt , je na obr. 30e. U měničů s malou rozptylovou indukčností může být při nabíjení vlastní kapacity vinutí Tr překročen v okamžiku sepnutí výkonového tranzistoru přípustný kolektorový proud – jeho omezení zajišťuje L_r . Akumulovaná energie se při tranzistoru v nevodivém stavu rozptyluje průchodem proudu před diodou D_1 do odporu R_r .

Výkonová ztráta tranzistoru

Výkonovou ztrátu tranzistoru výkonového spínáče lze odvodit ze vztahů v teoretické části. Pro rychlý odhad, např. v souvislosti s dimenzováním chladiče, experimentální prací ap. lze u amatérských konstrukcí vycházet také z předpokládané účinnosti měniče. Platí-li, že výkon a příkon jsou srovnatelné

$$P_{vst} = P_{výst}/\eta \quad (43),$$

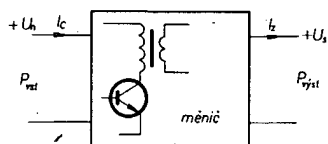
je střední hodnota proudu, odebíraného měničem z napájecího zdroje

$$I_c = P_{výst}/\eta U_n \quad (44).$$

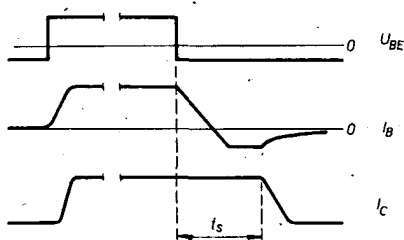
Pak lze zhruba předpokládat, že kolektorová ztráta tranzistoru bude

$$P_{Cmax} = \frac{U_{CES} P_{výst}}{\eta U_n} \quad (45).$$

I z této nepřesné úvahy vyplývá, že pro omezení výkonové ztráty tranzistoru je vzhledem k $U_{CES} > 0$, na rozdíl od spojitých regulátorů, výhodné napájet měnič ze zdroje s velkým rozdílem $U_n - U_0$. V (45) jsou samozřejmě zanedbány přepínací ztráty a výkonová ztráta na budičím, bázeovém přechodu.



Obr. 31. K odhadu výkonové ztráty spínacího tranzistoru



Obr. 32. Vznik pamětového zpoždění (t_s) při vypínání tranzistoru

Přepínací ztráty, pracovní kmitočet měniče

Pro volbu pracovního kmitočtu měniče mají rozhodující význam dynamické spínací parametry výkonového tranzistoru. Čím vyšší je kmitočet (kratší doba T_c), tím menší mohou být rozměry měniče (transformátor, filtr). Pracovní kmitočet je z horní strany omezen zvětšováním přepínacích ztrát tranzistoru (obr. 32). Odezva kolektorového proudu spínacího tranzistoru na skokovou změnu budicího napětí je závislá nejen na možných změnách vnějších a vnitřních náhradních prvků zapojení (indukčnosti, kapacity), ale také a především vyplývá z fyzikální podstaty tranzistoru. Z tohoto aspektu je kritický především interval rozptýlení kolektorového obvodu. Na skokové zmenšení budicího napětí na nulu, případně až do inverzní polarizace báze, reaguje tranzistor se zpožděním, vyplývajícím z doby, potřebné k rekombinaci přebytečných minoritních nosičů v oblasti báze. Tato doba je závislá pouze na technologii tranzistoru, v menší míře na předchozím vybuzení (U_{CEsat}) a desaturacním bázevým proudem. Na obr. 32 vidíme, že se kolektorový proud začíná zmenšovat k nule teprve po doznění rekombinační doby. Interval mezi skokem budicího napětí a změnou kolektorového proudu se označuje t_s – storage time – bývá několik μs . Aby se přepínací ztráty měniče výrazněji neprojevily v celkové účinnosti, musí být pocho-pitelné součet přepínacích dob, ve kterém t_s hraje podstatnou roli, zanedbatelný vůči periodě cyklu T_c . Především z těchto důvodů se pracovní kmitočet většiny měničů pohybuje v rozmezí 20 až 40 kHz.

Výkonové vysokonapětové spínací tranzistory, vhodné pro použití v měniči jsou dosud poměrně drahé. Pro orientaci uvedme základní parametry jednoho z těchto tranzistorů, BDY93 (Philips):

$$\begin{aligned} U_{CEmax} &= 750 \text{ V } (R_{BE} = 0), \\ U_{CEsat} &= 2 \text{ V } (I_C = 2,5 \text{ A}), \\ P_{max} &= 30 \text{ W}, \\ U_{CE0max} &= 350 \text{ V } (R_{BE} = \infty), \\ I_C &= 4 \text{ A (DC)}, \\ \theta_j \text{ max} &= 150^\circ \text{ C}, \\ t_s &= 3 \mu s, \\ t_{on} &= 0,5 \mu s, \\ t_f &= 1 \mu s. \end{aligned}$$

V současné době byl v k. p. TESLA Rožnov úspěšně dokončen vývoj obdobného tranzistoru KUY70B (ekvivalent BUY70B Texas Instruments).

Výkonové tranzistory MOSFET

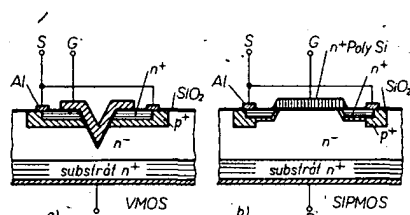
Novou kvalitou do oblasti impulsních spínačů zavádějí výkonové tranzistory, řízené elektrickým polem. Prvním krokem byl asi před pěti lety V-FET fy Sony. V současné době jsou nejznámější technologie VMOS, SIPMOS a HEXFET. Všechny mají se svým předchůdcem společný vertikální směr proudu čipem, vhodný pro jednoduché propojení mnoha systémů maskou a dobrý obvod tepla.

Tranzistor VMOS (obr. 33a) je typický hlubokou drážkou V, zasahující do hloubky čipu a procházející základními vrstvami n^+ , p^+ , n^- . Pasivační vrstva kyslíčnicku křemičitého SiO_2 na povrchu čipu je v drážce pokovena. Tak je vytvořeno izolované hradlo (G). Substrát n^+ celého čipu tvoří kolektorový vývod mnoha shodných tranzistorových systémů, orientovaných podél drážky V. Je pájen na kovovou podložku, spojenou s pouzdem tranzistoru. Vývody elektrod G a S jsou na horní straně čipu. Výkonové typy MOSFET se vyrábějí s obohaceným (dotovaným) kanálem. Polaritou a velikostí ovládacího napětí U_{GS} se mění elektrostatické pole, ovládající odpor kanálu každého ze systémů na čipu. Ten může být vzhledem k malé tloušťce vrstvy p^+ a vzhledem k paralelnímu řazení mnoha systémů v sepnutém stavu velmi malý. Poměrně nepříznivé rozložení elektrického pole ve špičce drážky V činí obtížným dosáhnout provozních napětí $U_{DS} > 100 \text{ V}$. Technologicky úpravami drážky a hradla se však již dospělo k $U_{DS} = 500 \text{ V}$.

V Evropě jsou velmi populární tranzistory SIPMOS fy Siemens. Mají planární strukturu (vypuštěná drážka V) a jsou vyráběny technologií DIMOS (dvojitá implantace MOS). Vertikální řez strukturou tranzistorů, jichž je opět na čipu velké množství, je na obr. 33b. Hradlo, tvořené vrstvou n^+ Poly Si je při dvojitě implantaci s výhodou užíváno jako samoopravná maska pro tvorbu vrstev n^+ a p^+ . Tím se dosahuje extrémně úzkého aktivního kanálu ($< 1 \mu m$) a tedy i malého odporu R_{DS} v sepnutém stavu. Tranzistory SIPMOS mají čtvercový, HEXFET hexagonální půdorysný profil systémů.

Výhody těchto tranzistorů vyplývají z analogických vlastností klasických FET. Nevyžadují prakticky žádný budicí výkon, je potlačena teplotní závislost vstupu (napětí $U_{BE} = f(T)$ u bipolárních tranzistorů), lze dosáhnout malého odporu kanálu v sepnutém stavu (na rozdíl od napětí U_{CEsat} tranzistorů bipolárních). Významnou předností je i značná strmost $S = di/dU_{GS}$ a nemožnost vzniku druhého průrazu.

Největším perspektivním přínosem pro aplikace v měničích jsou vynikající dynamické spínací vlastnosti. Z typického diagramu, obr. 34, vyplývá, že při buzení z napětového zdroje ($R_g = 0$) prakticky neexistuje pamětové zpoždění, ekvivalentní t_s bipolárních tranzistorů. Se zvětšujícím se odporem generátoru R_g se samozřejmě uplatňují vstupní C_{GS} a zpětnovazební C_{DG} kapacity. Jednoduchým článkem RC v obvodu hradla však mohou



Obr. 33. Vertikální řezy strukturami VMOS a SIPMOS

být snadno kompenzovány tak, že pracovní kmitočet měniče by teoreticky mohl být více než desetkrát vyšší, než při užití bipolárního tranzistoru. Podrobnější rozbor těchto zajímavých prvků se vymyká z rámce tohoto čísla AR. Pouze pro orientaci jsou v tab. 4 základní parametry tranzistorů SIPMOS typové řady BUZ.

Tab. 4.

Tranzistor	BUZ10	BUZ20	BUZ30	BUZ40	BUZ50
U_{DS} [V]	50	100	200	500	1000
I_{DS} [A]	30	20	11	7	4
R_{DSon} [Ω]	0,1	0,2	0,7	4	3
t_{on} [ns]	40	30	100	150	200
t_{off} [ns]	100	95	200	550	600

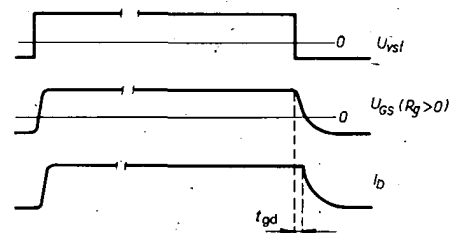
Diody měničů

Účinnost, ekonomický pracovní kmitočet i mezí parametry (U_s , I_s) měniče v zásadní míře ovlivňují i diodové spínače. Kritickými parametry při jejich užití ve výkonové části jsou zejména čelní napětí U_{AK} a „závěrná“ zotavovací doba t_{rr} . Přehled o vlivu těchto parametrů lze získat např. analýzou základního zapojení propustného měniče (obr. 16).

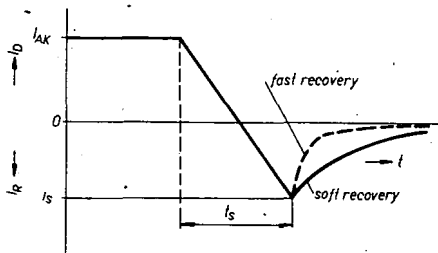
Při rozpojeném spínači S prochází rekuperační diodou D proud, prakticky shodný s I_s . Vliv nenulového napětí U_{AK} znamená, že např. při $I_s = 20 \text{ A}$ a $U_{AK} = 1,2 \text{ V}$ je okamžitá výkonová ztráta $P_{AK} = 24 \text{ W}$. Je žádoucí, aby napětí U_{AK} bylo co nejmenší. Mimořádně nepříznivé se uplatňuje doba t_{rr} , zvětšující přepínací ztráty měniče. V jejím důsledku je při sepnutí spínače S rekuperační dioda zavírána se zpožděním (rekombinace). V tomto přechodovém intervalu vlastně dioda představuje pro spínací tranzistor zkrat, protože jí prochází značný proudový impuls v závěrném směru. Doba zpoždění by tedy měla být co nejkratší. Na druhé straně je však žádoucí, aby se zotavovací charakteristika zvolna vracela (soft recovery) ke statické velikosti závěrného proudu. To napomáhá omezit elektromagnetické interference, vznikající rychlými proudovými impulsy v měniči, a zlepšuje tedy podmínky ke kmitočtovému odrušení zdroje. Podobné požadavky platí i pro ostatní diody v impulsních obvodech.

Jako výkonové diody se v měničích užívají dva odlišné typy, velmi rychlé epitaxní a Schottkyho diody. Typický průběh jejich zotavovací charakteristiky je na obr. 35.

Velmi rychlé spínací epitaxní diody s vynikajícími dynamickými parametry a vůči běžným diodám redukováným napětím U_{AK} jsou vhodné především pro zdroje s větším výstupním napětím ($U_o > 8 \text{ V}$). Jako příklad lze uvést předběžné parametry diody Tesla KYW31, která již má být v době vydání tohoto AR ve výrobě:



Obr. 34. Spínací charakteristiky výkonového MOSFET (t_{gd} = gate delay time)



Obr. 35. Zotavovací charakteristika velmi rychlé výkonové diody

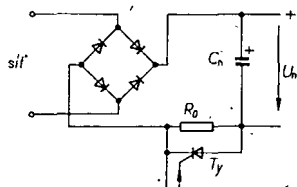
přední napětí $U_{AK} = 0,9 \text{ V}$ při $I_F = 20 \text{ A}$, závěrná zotavovací doba t_{rr} typicky 50 ns, závěrné napětí až 150 V.

Pro malá výstupní napětí jsou z hlediska minimalizace výkonové ztráty nejvhodnější Schottkyho diody. Na rozdíl od ostatních typů je potenciálová bariéra ventilu tvořená přechodem kov-polovodič. Schottkyho diody jsou typické výrazně menším předním napětím U_{AK} , ale současně i relativně malým závěrným napětím U_r . Zotavovací doby jsou přibližně srovnatelné s epitaxními diodami (Schottkyho dioda, vyvinutá v n. p. TESLA Piešťany, má přibližné parametry $U_{AK} = 0,65 \text{ V}$ při 25 A , $U_{Rmax} = 40 \text{ V}$, $t_{rr} = 90 \text{ ns}$).

Možná trochu překvapivě bude znít tvrzení, že značné problémy mohou být i s diodami usměrňovače síťového napětí pro měniče bez síťového transformátoru. V řadě případů, např. ve zdrojích pro výpočetní techniku, musí být zajištěno, aby při výpadku sítě stačil počítač tuto situaci vyhodnotit, zajistit přerušení, uložit obsahy registrů do nedestruktivní paměti ap. Současně je požadováno, aby doba výpadku jedné periody síťového napětí ještě činnost zdroje neovlivnila. Proto musí mít vstupní filtrační kondenzátor C_n (obr. 36) velkou kapacitu. Pak by se samozřejmě při běžném zapínání přetížily a „prorážely“ usměrňovací diody. Proto se omezuje náběhový proud sériovým ochranným odporem a teprve po dosažení určitého U_n se otevře tyristor. Ten překlene odpor R_0 a zdroj pracuje s plným výkonem. Obdobná zapojení jsou vcelku standardním příslušenstvím většiny regulátorů větších výkonů, neboť zajišťují potřebné zpoždění náběhu měniče (měkký start), nezbytné k ustálení pomocných napájecích napětí elektroniky řídicích obvodů.

Cívky měničů

Pracovní kmitočtová oblast měničů (desítky kHz) vylučuje pro neúnosné ztráty možnost použít jádra transformátorů a tlumivek z běžných plechů. Užívá se téměř výlučně feritů, jejichž ztráty (vířivé proudy, hystereze) jsou výrazně menší. Hlavní nedostatek feritů, malé přípustné sycení, je eliminován volbou pracovního kmitočtu, při němž je průřez jádra trans-



Obr. 36. Klasické zapojení k omezení vstupního náběhového proudu I_n

formátoru přijatelný ($S \sim 1/f$). K negativním vlastnostem feritů je nutno při použití v měničích počítat i malou permeabilitu a Curieho teplotu.

Jako příklad můžeme uvést typické parametry u nás běžných manganatozinatových feritů z hmoty H22 – $\mu = 2200$, $B_{sat} > 0,3 \text{ T}$, $\vartheta_{Cur} > 90^\circ \text{C}$. U připravované řady feritových jader z hmoty H21 budou uvedené parametry o 50 % větší.

Při návrhu cívek měničů na uzavřeném feritovém jádru je rozhodující úlohou optimalizovat průřez S jádra. Důležitou roli samozřejmě hrají i ostatní rozměry (plocha okénka, délka silových čar, tvar ap.), protože ovlivňují rozptylovou složku magnetického toku a navíc technologii. Z elektromagnetického hlediska optimální hrníčková jádra se používají pouze pro malé výstupní proudy. V opačném případě, kdy při požadavku malého činného odporu vinutí musí být použity ploché měděné pásy, se nejčastěji užívá jader E s hranatým nebo kulatým středním sloupkem. Pro takové transformátory je typická náročná technologie vinutí (velké průřezy vodiče sekundárního vinutí, izolační bezpečnost, proklady stínícími fóliemi atd.).

V oblasti feromagnetických jader pro měniče lze zřejmě v nejbližších letech očekávat intenzivní vývoj. Jestliže parametry moderních polovodičů signalizují možnost dále zvyšovat pracovní kmitočty, je žádoucí zlepšovat i parametry jader, především co do pracovního kmitočtu, teploty, a objemu na jednotku výkonu. První výsledky se již začínají projevovat. Málo známá je například skutečnost, že s vysoce legovanými materiály (převážně na bázi Fe-Ni) bylo dosaženo mimořádně vysokých μ a B . Z tenkých orientovaných plechů (válcování, tepelné zpracování) se již vyrábějí jádra, užívaná zatím převážně pro odrušovací a akumulační tlumivky. Další perspektivu naznačují amorfní kovy. V současné době se začíná užívat určité období práškových jader. Drcené magneticky vodivé legované kovy, smísené s pojivem z plastické hmoty, mohou být lisovány, případně i jinak opracovány do libovolných forem a tvarů. V literatuře je uváděno užití těchto materiálů pro akumulační tlumivky – pojivo nahrazuje vzduchovou mezeru.

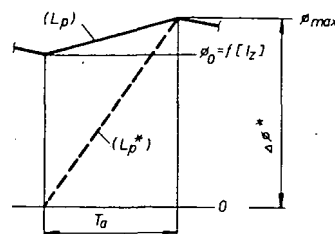
Dále si všimneme blíže problematiky návrhu impulsního transformátoru a akumulační tlumivky.

Impulsní transformátor blokujícího měniče

Transformátor blokujícího měniče vychází značně rozměrně (na jednotku výkonu). Pomineme-li požadavek malého rozptylového magnetického toku (těsné vazby L_p, L_s), je pro stanovení minimálního přípustného průřezu S jádra vyplývající z požadavku $B_{max} < B_{sat}$, rozhodující špičkový primární proud I_{pmax} . Následující postup vychází z toho, že v intervalu T_a je polem transformátoru akumulována určitá energie W_a . Protože tehdy je výstup měniče od jeho vstupu oddělen inverzní polarizací výkonové diody, uvažujeme pouze primární obvod. Potom mezní magnetický tok Φ_{max} je úměrný maximálnímu primárnímu (kolektorovému) proudu I_{pmax}

$$\Phi_{max} = \frac{L_p I_{pmax}}{n_p}$$

Je třeba brát v úvahu, že proud I_p a tedy i tok Φ v intervalu T_a narůstá od určité počáteční, nenulové hodnoty I_{p0} (Φ_0), závislé na zatěžovacím proudu I_z . To vyplývá z obr. 15. Průřez jádra stanovíme tak, aby maximální velikost magnetické indukce



Obr. 37. Ke stanovení sycení jádra transformátoru blokujícího měniče

$B_{max} < B_{sat}$. Pro toto jádro určíme počet závitů primárního vinutí. Východiskem bude mezní velikost magnetického toku Φ_{max} .

Pro zjednodušení předpokládáme, že je použita ekvivalentní indukčnost L_p^* , s níž by v intervalu T_a bylo dosaženo shodných I_{pmax} a Φ_{max} při zvětšování I_{pmin} a Φ_{min} od 0 (viz obr. 37). Potom platí

$$\Delta I_p \max L_p^* = U_n T_a \quad (47)$$

Při výběru jádra z katalogu získáváme současně i velmi užitečný indukční koeficient $A_L = L/n^2$ s fyzikálním rozměrem $[H/z^2]$. Koeficient tedy udává indukčnost jednoho závitu na daném jádře při jeho sycení v lineárním režimu. Po dosažení $L_p = A_L n_p^2$ do (47)

$$n_p^* = \sqrt{\frac{U_n T_a}{A_L \Delta I_p \max}} \quad (48)$$

Analogicky k (46) bude mezní hodnota magnetického toku

$$\Phi_{max} = \sqrt{U_n T_a A_L I_{p \max}} \quad (49)$$

a sycení jádra transformátoru blokujícího měniče

$$B_{max} = \frac{\sqrt{U_n T_a A_L I_{p \max}}}{S} \quad (50)$$

Při užití jádra z hmoty H22 musí být vybráno jádro o průřezu, při kterém $B \leq 0,7 B_{sat} = 0,2 \text{ T}$. Z odpovídající konstanty A_L tohoto jádra a vztahů (17), (19) určíme počty závitů primárního a sekundárního vinutí

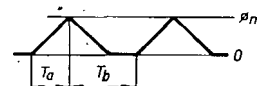
$$n_x = \sqrt{L_x / A_L} \quad (51)$$

Akumulace veškeré vstupní energie polem transformátoru v intervalu T_a je příčinou jeho značného sycení při větších výstupních výkonech. Ve většině případů je nutno použít vzduchovou mezeru.

Impulsní transformátor propustného měniče

V tomto případě vychází průřez jádra podstatně příznivěji, protože se vstupní energie po interval T_a akumuluje především v poli tlumivky L_t . Transformátor akumuluje pouze část celkového magnetického toku, vytvářenou magnetizačním proudem I_m (obr. 17). Činností demagnetizačního obvodu je na počátku každého intervalu T_a zajištěna nulová hodnota Φ_{min} (obr. 38).

Obdobným postupem jako v předchozích odstavcích lze pro sycení jádra odvodit vztah



Obr. 38. Magnetizační tok v jádře transformátoru propustného měniče

$$B_{\max} = \frac{\sqrt{U_n T_A I_m}}{S} \quad (52)$$

a tak vybrat vhodný průřez S a stanovit počty závitů n_p, n_s .

Akumulační tlumivka

Indukčnost tlumivky vyplývá z (32). Podobně jako u blokujícího měniče čini problémy značná úroveň základního magnetického toku $\Phi_{L10} \gg \Delta \Phi_{L1}$, vytvářená průchodem ss proudu I_z tlumivkou L_1 . Z tohoto důvodu se někdy, pro menší výstupní výkony, užívá vzduchových tlumivek bez jádra. Pro větší proudy se požadavek velké účinnosti promítá v nutnosti použít vodiče velkých průřezů, obdobně jako u sekundárních vinutí transformátorů. Stačí si opět uvědomit, že na činném odporu vinutí $0,1 \Omega$ vzniká při proudu $I_z = 10 \text{ A}$ výkonová ztráta 10 W . Pak již nelze použít vzduchové tlumivky (rozměry). Dalším důvodem pro feromagnetické jádro je i potřeba omezit rozptylové pole z hlediska odrušení zdroje.

Pro optimalizaci průřezu feromagnetického jádra je nutno počítat se vzduchovou mezerou, zajišťující nezávislost indukčnosti L_1 na změnách výstupního proudu I_z . Vzduchová mezera zvětšuje celkový magnetický odpor obvodu a tak se zmenšuje jeho sycení, které musí být udrženo pod úrovní B_{sat} . Se šířkou mezery se samozřejmě zmenšuje reálná velikost indukčnosti cívky o n_1 závitů. Vliv mezery závisí na materiálových vlastnostech jádra, jeho průřezu a ostatních rozměrech. Z hlediska minimalizace rozptylového magnetického toku a tím i rušivého elektromagnetického pole je žádoucí udržet mezery v určitých tolerancích.

Východiskem pro návrh tlumivky může být velikost přípustného sycení daného materiálu jádra. Z hlediska minimalizace rozptylového pole předpokládáme tak malou šířku l_m mezery, že můžeme uvažovat homogenní charakter jejího magnetického pole. Protože poměrná permeabilita feritových jádra $\mu \gg \mu_0$, je prakticky veškerá intenzita magnetického pole soustředěna v mezeře.

Energie pole cívky L_1 z elektrického hlediska

$$W_1 = \frac{L_1 I_z^2}{2} \quad (53)$$

může být vyjádřena magnetickými veličinami

$$W_1 = \frac{BHS l_m}{2} \quad (54)$$

kde $S l_m$ je objem mezey. Ze srovnání (53) a (54)

$$L_1 I_z^2 = BHS l_m \quad (55)$$

po dosažení intenzity pole v mezeře

$$H = B/\mu_0$$

vyplývá její šířka

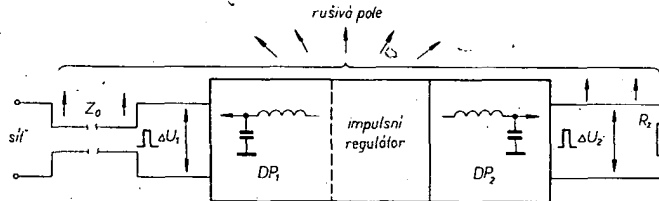
$$l_m = \frac{\mu_0 L_1 I_z^2}{B^2 S} \quad (56)$$

V katalogu lze vyhledat takové jádro, které parametry S, l_m vyhoví předpokládanému sycení $B \leq 0,7 B_{\text{sat}}$. S použitím konstanty A_L tohoto jádra určíme počet závitů

$$n_1 = \sqrt{L_1/A_L} \quad (57)$$

Postup samozřejmě platí pro hrníčková jádra nebo jádra E s mezerou, vytvořenou

Obr. 39. Jednotlivé složky rušení nespojitého regulátoru



zabroušením středního sloupku již ve výrobním závodě. Při užití běžných jader, u nichž mezeru vytváříme distančními podložkami, bude její skutečná šířka vzhledem k vypočtené s ohledem na dvojnásobné přerušení jádra poloviční.

Průřez vinutí volíme tak, aby jeho činný odpor byl z hlediska minimalizace výkonové ztráty v mědi (vznikající průchodem proudu I_z) co nejmenší.

Omezený sortiment feritových materiálů v maloobchodní síti i praktická nedostupnost jejich podrobnějších technických údajů v praxi znamenají, že amatér bude zřejmě muset dělat s tím, co právě sežene a poradit si jak bude umět. Při používání feritů neznámých parametrů lze v prvním přiblížení vycházet ze srovnání s obdobnými jádry z hmoty H22. Kritériem vhodnosti takto realizovaných tlumivek či transformátorů může být kontrola linearity průběhu ΔI_L v mezích $I_{z \min}$ až $I_{z \max}$. V praktické části příspěvku jsem se snažil právě o návrh i realizaci tlumivek a transformátorů měničů způsobem, který by vyhověl především amatérskému konstruktérovi jako vodičce pro jeho vlastní práci.

Odrůšení impulsně regulovaných zdrojů

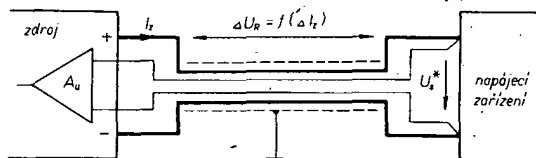
Závažným problémem konstrukce impulsních regulátorů je jejich odrůšení. Výkonové obvody měničů představují aktivní zdroj impulsního a kmitočtového rušení, které může narušovat a v mezních případech znemožňovat provoz sdělovacích, průmyslových i jiných elektronických zařízení v blízkém i vzdáleném okolí. Příčiny vzniku, charakter i způsob šíření rušivých signálů mají mnoho společného s rušením, vznikajícím činností tyristorových a triakových regulátorů s fázovým řízením. Ačkoli je u impulsních zdrojů situace, zvláště při menších výstupních výkonech, příznivější, je nicméně při jejich konstrukci vždy nutno dělat taková opatření, aby produkované rušení bylo bezpečné v mezích, stanovených čs. normami.

Osvětlíme si nejprve obecné příčiny vzniku rušení a jeho šíření. Důsledkem činnosti výkonových obvodů měniče jsou dvě základní složky rušení, tvořené

- parazitními napětími (proudy, výkony) na vstupních i výstupních svorkách zdroje,
- parazitním elektromagnetickým a elektrostatickým polem měniče.

Obě složky spolu navzájem úzce souvisí (obr. 39). Obě jsou důsledkem skokových změn napětí a proudů ve výkonové sekci měniče.

Rušivé napětí ΔU_1 , pronikající na vstup zdroje, má impulsní charakter. Ačkoli je do značné míry potlačováno účinkem filtrační kapacity síťového usměrňovače, může být především u regulátoru s větším výstupním výkonem značné. Rušivé impulsy s opakovacím kmitočtem rovným pracovnímu kmitočtu měniče se šíří po síťovém vedení. Jeho vyšší harmonické složky jsou mimoto vedením vyzařovány. Superpozici nebo intermodulaci tak může docházet k rušení jiných zařízení. Velikost rušivého napětí ΔU_1 je obvykle pro posouzení zdroje podstatným kritériem. Potlačit rušení, k němuž dochází touto cestou, je úkolem vstupního filtru DP1.



Rušivá napětí ΔU_2 jsou nutně i na výstupu zdroje a mohou negativně působit také na činnost vlastního, napájeného zařízení. K jejich potlačení se často používá výstupní filtr DP2.

Rušivá elektromagnetická a elektrostatická pole vlastního měniče vyplývají především z nedokonalosti obvodových prvků (rozptylové indukčnosti, vodiče a součásti, působící jako antény), omezují se konstrukčními a technologickými zásahy včetně stínění kritických součástí. Jako zářič parazitního elektromagnetického pole se vedle síťového rozvodu může uplatňovat i výstupní rozvod stabilizovaného napětí. Musí být řešen tak, aby nevytvářel indukční smyčku (anténu). Zvláště při velkých výstupních výkonech je nutné, aby oba výstupní vodiče byly vedeny těsně vedle sebe, případně byly zkroutěny nebo stíněny (obr. 40).

Pozn.: Obr. 40 současně znázorňuje častý způsob odstranění vlivu napětového úbytku na vedení a tím i kolísání výstupního napětí ($U_s \approx U_2$) na svorkách napájeného zařízení při velkých proudových I_z . Samostatná smyčka pro řízení zesilovače napětové odchylky je napájena až ze svorky U_s , k níž je proto regulace vztažena.

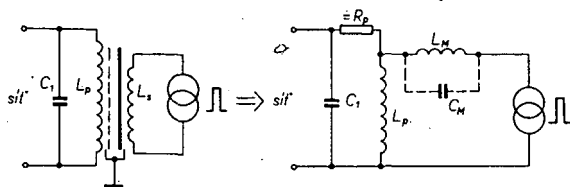
Odrůšení impulsního generátoru může být mimořádně obtížným problémem, zejména u regulátorů s velkými výstupními výkony. Pro splnění požadavků norem pro odrůšení musí mít vstupní filtr DP1 velký útlum v kritickém pásmu 0,15 až 30 MHz. Kvalitativně i ekonomicky přijatelného řešení lze v takových případech dosáhnout pouze zahrnutím problematiky odrůšení do celkového řešení zdroje tak, aby byla základní úroveň rušení co nejmenší. Filtry a stínění nemohou být jedinými prostředky pro odrůšení. To platí, zejména tehdy, je-li měnič regulátoru napájen přímo usměrněným síťovým napětím.

U amatérských konstrukcí, u nichž v současnosti z technických i ekonomických důvodů nelze předpokládat zdroje s výstupními výkony přes 50 W, je situace z hlediska odrůšení poměrně příznivá. Další výhodou je to, že amatérské zdroje mohou být spolehlivé a ekonomicky řešené pouze s užitím síťového transformátoru, galvanicky oddělujícího výkonové obvody měniče od síťového rozvodu. Relativně nenáročné odrůšovací zásahy v těchto případech se konec konců projevují i v příkladech zapojení z navazující kapitoly.

Síťový transformátor na vstupu zdroje již sám o sobě, svými špatnými přenosovými parametry na vyšších kmitočtech, působí jako účinný filtr. Protože podle normy ČSN 342865 musí být úroveň ΔU_1 v pásmu 0,15 až 30 MHz menší než 1 mV, je u zdrojů s většími výkony účelné využít jednoduché úpravy transformátoru na dolní propust vyššího řádu s velkým útlumem v kritickém pásmu (obr. 41). Paralelní rezonanční obvod, tvořený indukčností primárního vinutí L_p a kapacitou kondenzátoru C_1 bude laděn na kmitočet řadové nižší než je pracovní kmitočet regulátoru. Proto má v pásmu 0,15 až 30 MHz minimální impedanci (kapacitní charakter). Vzájemná indukčnost primárního a sekundárního vinutí pak spolu s touto impedancí vytváří dolní propust s velkým útlumem na harmonických kmitočtech měniče. Užitečná je i zemněná stínící prokládávací fólie mezi primárním a sekundárním vinutím. V náhradním schématu se tak zmenšuje vazební kapacita C_m . Spolu s dalšími úpravami, jako je omezení nárazových proudů v přechodových intervalech měniče již uvedenými způsoby, tak vznikají předpoklady ke splnění požadavků normy.

Parazitní napětí ΔU_2 na výstupu zdroje obecně potlačuje dolní propust LC, DP2. Při jejím zařazení do regulační smyčky je nutno

Obr. 40. Využití externího senzorového rozvodu



Obr. 41. Síťový transformátor jako dolní propust (DP1)

nezapomenout na možnost ovlivnění kmitočtové stability. Při větších výstupních proudech je z hlediska ΔU_2 důležitá jakost kondenzátoru filtru.

Vlastní rušivé pole zdroje je nutno omezovat již vhodným tvarovým a rozměrovým řešením, rozložením součástí, důsledným a správným zemněním do jednoho bodu spolu s bohatým dimenzováním výkonových proudů a především použitím tlumivek a transformátorů s co nejmenším rozptylovým polem. Malé rozměry, krátké spoje a stínění pracovních indukčností nebo celého zdroje by měly být typickými znaky amatérského impulsně regulovaného zdroje.

Požadavky na odrušení zdrojů vyplývají z norem ČSN 342850 – Základní předpisy pro ochranu radiového příjmu před rušením a ČSN 342865 – Předpisy pro odrušení vysokofrekvenčních, průmyslových, vědeckých a lékařských zařízení. Problémem však je to, že amatér zpravidla nemůže v praxi předepsaných měřících postupů užít, protože nemá k dispozici předepsanou měřicí techniku, viz ČSN 342851 – Předpisy pro přístroje pro měření rušení. Aby se předešlo nepříjemným tahanicím, známým z případů nezodpovědného užívání triakových regulátorů ap., je v praktické části příspěvku popsána metodika poměrového měření rušení zdroje, vycházející z užití přístrojů, běžně dostupných v každé domácnosti. Jsou jimi televizní přijímač jako zdroj srovnávacího, rušivého signálu a rozhlasový přijímač jako směrový selektivní měřič rušivých elektromagnetických polí.

Řídicí obvody

Podstatou řízení nespojitě regulační smyčky je takové působení na činitele plnění (střidu) pracovního cyklu regulátoru, které při změně vnějších pracovních podmínek udržuje výstupní napětí U_s na jmenovité velikosti. Rozdíly v obou základních metodách, tj. regulaci s proměnným a konstantním kmitočtem se projevují především v kvalitě výstupního napětí a v rozdílném stupni minimalizace statické i dynamické odchylky ΔU_s . Samozřejmě, že výraznou roli hraje i konkrétní obvodářské řešení.

Všimněme si nejprve stručně dvou nejjednodušších možností regulace s proměnným kmitočtem v návaznosti na řízení propustného měniče.

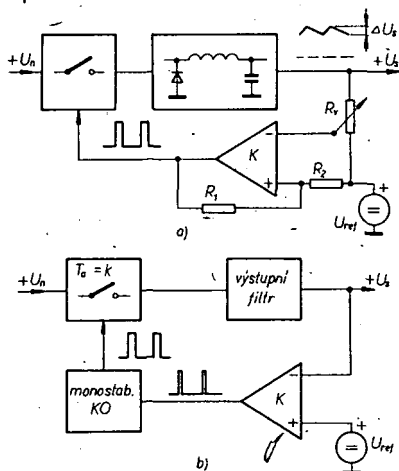
Na obr. 42a je prakticky nejjednodušší řešení, které ke konverzi $\Delta U_s / \Delta T_c$ vyžaduje v zásadě pouze dva funkční bloky – napěťový komparátor K a referenční signál U_{ref} . Dělič R_1, R_2 upravuje komparátor na dvojiurovňový, definuje jeho hysterezi. Dělič R_v pak v zásadě ovládá citlivost komparátoru. Předpokládáme, že právě sepnul výkonový spínač a výstupní napětí U_s se začíná zvětšovat od minimální velikosti. Tím se zvětšuje i napětí na invertujícím vstupu komparátoru. Překročením horní prahové meze se překlápí výstup komparátoru. Doba, potřebná k této akci, je rovna T_c . Následuje vypnutí výkonového spínače a lineární zmenšování napětí U_s , trvající tak dlouho, dokud napětí na invertujícím vstupu komparátoru nedosáhne spodní prahové úrovně. Příslušný interval T_b je funkcí zatěžovacího proudu. Uvedený princip dosud patří k nejčastěji užívaným metodám, má však řadu pod-

statných nedostatků. Abychom ušetřili případné aplikátory zklamání, ke kterému snadno může dojít při podcenění některých na první pohled ne právě zřejmých nevýhodných vlastností, věnujeme se této regulační metodě podrobně v praktické části příspěvku.

Další varianta řídicího obvodu s proměnným kmitočtem, obr. 42b, užívá komparátoru jednorahového. Interval T_a je pevně definován monostabilním klopným obvodem, startovaným změnou napětí na vstupu komparátoru. Jakmile se napětí U_s zmenší pod U_{ref} , je vybaven budič impulsu konstantní délky T_a pro výkonový spínač. Interval T_b trvá tak dlouho, dokud se napětí U_s opět nezmenší pod U_{ref} . Toto uspořádání řídicího obvodu má výhodu v univerzálnějším použití, opět se však u něho projevují některé nedostatky – viz opět praktická část.

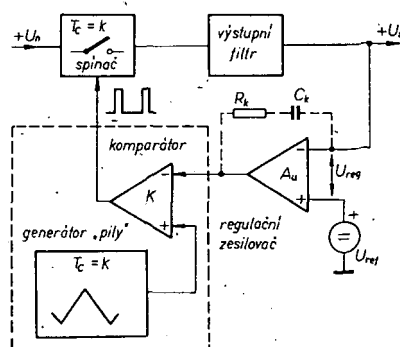
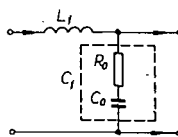
Zlepšování funkčních vlastností řídicích obvodů má pochopitelně za následek i růst obvodové složitosti. Pomíne-li některé zvláštní případy, kterých si ještě dále povšimneme, je při zvyšování požadavků na jakost regulovaného napětí optimální regulace s konstantním kmitočtem. Užívá se téměř zásadně při regulaci větších výstupních výkonů a měničů, pracujících s transformátorovou zátěží. Výhodou regulace s $T_c = k$ je i snazší návrh výkonových obvodů (měniče).

Princip regulace s $T_c = k$ vyplývá z obr. 43. Jádrem impulsně šířkového modulatoru jsou napěťový komparátor K a generátor napětí pilovitého průběhu konstantního kmitočtu. Komparátor neustále porovnává zesílenou regulační odchylku ΔU_s s okamžitou velikostí napětí pilovitého průběhu. Šířka budičích impulsů na výstupu komparátoru je úměrná velikosti a smyslu regulační odchylky. Se zmenšováním U_s se budič impulsy rozšiřují, se zvětšováním zužují. Tak se stabilizuje U_s . Přednosti regulace s konstantním kmitočtem detailně vyplnou z navazujících kapitol.



Obr. 42. Příklady regulace s proměnným kmitočtem

Obr. 44. Zjednodušené náhradní schéma a přenosová charakteristika výstupního filtru propustného měniče

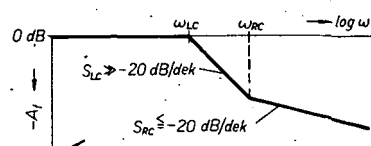


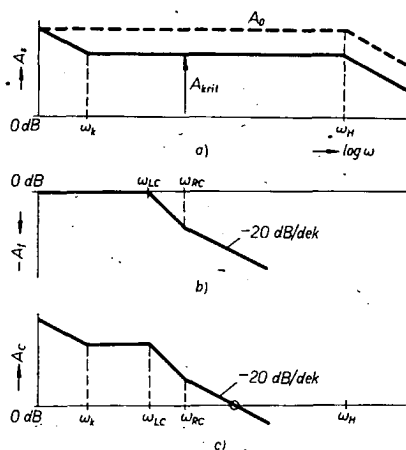
Obr. 43. Princip regulace s konstantním kmitočtem

Jakostní řídicí obvody zpravidla používají kompenzaci PI zpětnovazební smyčky, na obr. 43 symbolicky znázorněné prvky R_k, C_k . Tento způsob zajištění kmitočtové stability regulátoru si vynucuje přenosová charakteristika výstupního filtru L, C , která je vyššího řádu. Zjednodušené náhradní schéma i přenos je na obr. 44. Základní útlum filtru se zvětšuje od rezonančního kmitočtu ω_{LC} se strmostí, závislou na charakteru zátěže (-20 až -40 dB/dek.) až ke kmitočtu druhého asymptotického zlomu ω_{RC} , kde směrnice degeneruje na asi -20 dB/dek. Platí $\omega_{RC} \gg \omega_{LC}$. Stabilitu regulační smyčky lze, stejně jako u lineárních obvodů, orientačně hodnotit pomocí Nyquistova kritéria. Strmost přenosové charakteristiky uzavřené zpětnovazební smyčky musí mít při jednotkovém zisku (0 dB) směrnici jednoduchého setrvačného členu -20 dB/dek. Pokud by se ke kompenzaci užilo vnuceného zlomu charakteristiky integrační cestou ($\omega_{RC} \ll \omega_{LC}$), obvyklého např. u nf obvodů, byla by šířka pásma smyčky velmi malá, protože rezonanční kmitočet výstupního filtru se běžně pohybuje v oblasti stovek Hz. To by však znamenalo neúnosné zpomalení odezvy regulace. Mimo jiné by smyčka neměla prakticky žádný zisk již v oblasti kmitočtu sítě.

Rozšíření kmitočtového pásma smyčky při současném zachování velkého základního zisku A_0 umožňuje kompenzace typu PI. Využívá se faktu, že směrnice poklesu přenosové charakteristiky uzavřené smyčky v kritickém intervalu (0 dB) může být definována přímo oblastí přenosu výstupního filtru s bezpečnou směrnici -20 dB/dek. Situaci symbolicky postihuje obr. 45. Na obr. 45a je čárkované přenos celé nekompenzované otevřené regulační smyčky vyjma výstupního filtru. Předpokládáme že zisk A_0 je v užitečném kmitočtovém pásmu konstantní, horní kmitočet zlomu $\omega_H \gg \omega_{RC}$. Na obr. 45b je ve stejných kmitočtových souřadnicích zakreslen přenos (útlum) $-A_f$ výstupního filtru. Aby byl regulátor bezpodmínečně stabilní, musí mít celkový přenos otevřené smyčky A_c na kmitočtu ω_{RC} zisk ($A_{c(\omega_{RC})} > 0$ dB), na kmitočtu ω_H útlum ($A_{c(\omega_H)} < 0$ dB). Pak výstupní filtr zajišťuje kmitočtovou stabilitu smyčky. Je patrné, že stabilita může být zajištěna omezením zisku smyčky na velikost, rovnou přibližně A_{krit} . To by však mělo za následek zhoršení statických parametrů regulace (vnitřní odpor R_i , stabilita U_s atd.).

Právě pro zachování velkého stejnosměrného a nízkofrekvenčního zisku





Obr. 45. Přenosové charakteristiky k rozboru PI kompenzace regulační smyčky

smyčky je ideální kmitočtová kompenzace PI, definující zisk A_{krit} na kmitočtu ω_{RC} . Jak znázorňuje plná čára na obr. 45a, zavádí se vnučený zlom přenosové charakteristiky na kmitočtu ω_k , který se volí s ohledem na dostatečný zisk A_s v pásmu desítek Hz. Pro kmitočty v oblasti ω_k až ω_H je kompenzace definovaná konstantní zisk A_{krit} . Jak vyplývá z obr. 45c, znázorňujícího celkový přenos otevřené smyčky $A_c = A_s - A_l$, lze touto cestou zajistit bezpečnou kmitočtovou stabilitu smyčky při velkém základním zisku i přijatelné šířce pásma.

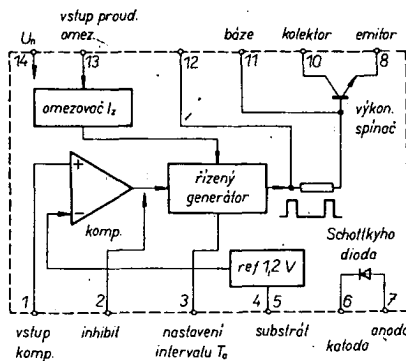
Je samozřejmé, že praktické požadavky vynucují doplnit uvedené základní řídicí obvody řadou dalších. Řídicí a kontrolní části regulátorů obsahují často množství dalších doplňkových obvodů, např. nadproudovou a přepětovou ochranu, obvody měkkého startu, omezení náběhového proudu, logického a dálkového ovládání atd. Tím ovšem, při realizaci pomocí diskretních i víceúčelových integrovaných obvodových prvků, enormně narůstá složitost, rozsáhlost i cena elektroniky zdrojů. Takto vytvářená bariéra, zabráňující rychlejšímu prosazení impulsní regulované zdrojů, byla prolomena teprve zavedením speciálních monolitických řídicích obvodů.

Monolitické řídicí obvody

Počínaje přibližně r. 1976 se objevují první monolitické obvody, vzájemně značně odlišné jak co do složitosti, tak aplikačního komfortu. Všechny obsahují podstatné prvky regulační sekce (analogové zesilovače, komparátory, referenční napětový zdroj, generátor, budící tranzistory...) a liší se především způsobem ovládání pracovního cyklu (proměnný nebo pevný kmitočet) a vybaveností pomocnými a doplňkovými funkcemi. Pro detailnější osvětlení různých možností praktického přístupu k řízení měničů považují za účelné stručně popsat vnitřní strukturu alespoň několika nejznámějších z těchto obvodů.

Monolitický regulátor TL497

Jedním z prvních komerčně úspěšných IO pro impulsní regulaci je obvod TL497 firmy Texas Instruments. Obvod je typickou ukázkou nejjednoduššího přístupu k řízení regulační smyčky. Je zvláště vhodný především pro regulátory s malým výstupním výkonem, neboť po doplnění několika vnějšími pasívními prvky (2 odpory, 2 kondenzátory a obvod LC výstupního filtru) může být použit jako blokující nebo propustný regulátor. Po doplnění regula-



Obr. 46. Zjednodušené vnitřní schéma monolitického regulátoru TL497

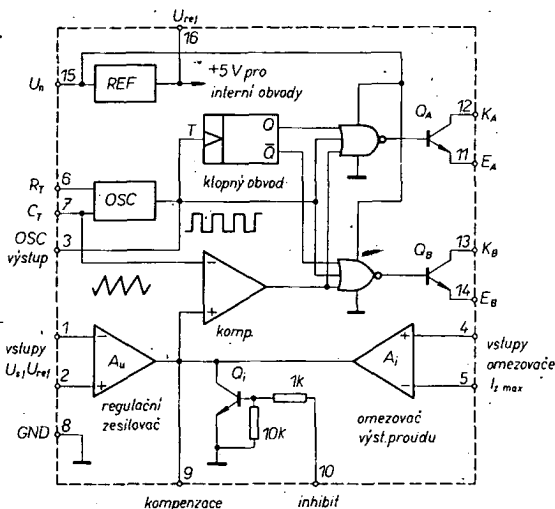
toru výkonovým tranzistorem lze odebrat výkon až desítek W.

Obvod pracuje jako regulátor s konstantním intervalem T_s a proměnným kmitočtem. Ze zjednodušeného vnitřního schématu (obr. 46) vyplývá, že TL497 obsahuje napětový komparátor, generátor intervalu T_s , interní napětový normál 1,2 V, výstupní spínací tranzistor a Schottkyho diodu. Pro doplňkové funkce jsou k dispozici blokovací vstup inhibovat a obvod k omezení výstupního proudu.

Přes extrémní jednoduchost umožňuje obvod řadu aplikačních variant a pro relativně velkou energetickou účinnost je často užíván nejen v síťové napájení, ale i mobilních zařízeních (viz dále).

Monolitický obvod SG1524

Zcela odlišně je řešen obvod SG1524 firmy Silicon General Inc., určený především k řízení měničů ve zdrojích s větším výstupním výkonem. Je jedním z prvních monolitických představitelů regulace s konstantní periodou T_c . Zjednodušené vnitřní schéma je na obr. 47. Obvod obsahuje zdroj referenčního napětí 5 V, nastavitelný generátor napětí pilovitého a pravouhlého průběhu s konstantním pracovním kmitočtem, komparátor impulsní šířkového modulatoru a logiku pro fázové oddělení dvojice výstupních signálů, ovládajících budící tranzistory Q_A a Q_B . To vše umožňuje použít obvod i k řízení protitaktních měničů. Jeden ze dvou interních operačních zesilovačů slouží jako zesilovač napětové odchylky, druhý umožňuje omezit mezní výstupní proud. Tranzistor Q_1 , podmiňující aktivitu společného výstupu obou zesilovačů (propojeného na neinverzní vstup šířkového modulačního komparátoru), umožňuje blokovat výstup regulátoru libovolným logickým signálem. Je patrné, že obvod je



Obr. 47. Funkční schéma monolitického řídicího obvodu SG1524

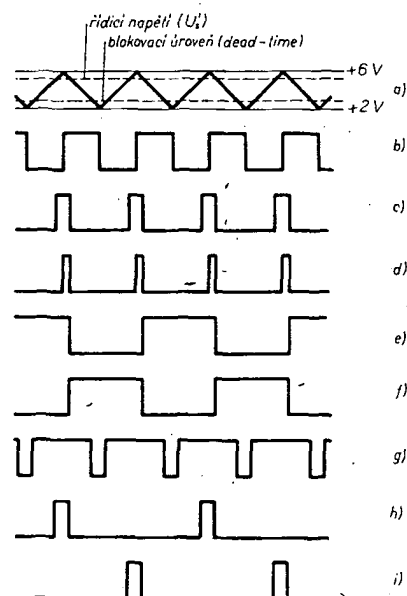
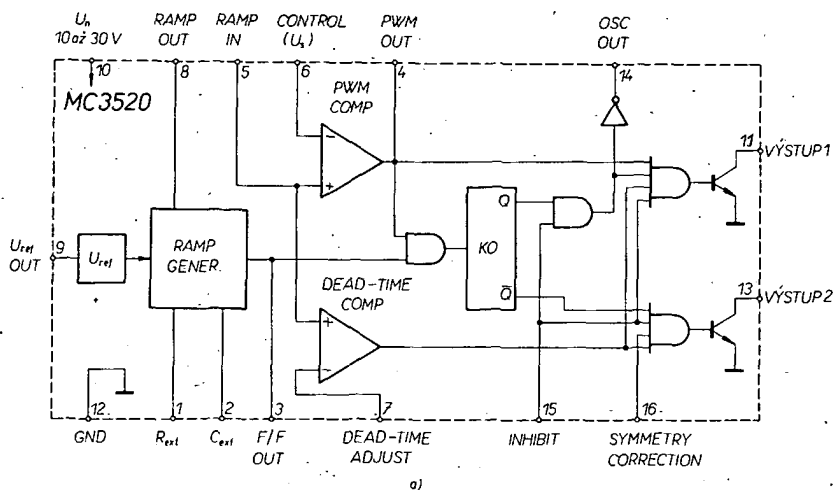
typickou kombinací lineárních a logických obvodů.

Konstantní perioda generátoru se nastavuje externími prvky R_T , C_T na vývodech 6, 7. Typický je princip impulsní šířkové modulace výstupních impulsů pro ovládání spínačů měniče. Analogový výstup zesilovače regulační odchylky je uvnitř IO propojen s jedním ze vstupů komparátoru. Druhý vstup je, opět uvnitř IO, propojen s výstupem generátoru, na němž je „pila“. Komparátor v každé pracovní periodě srovnává okamžité napětí pilovitého průběhu s napětím na výstupu zesilovače napětové odchylky. Výsledné šířkové modulované impulsy na výstupu komparátoru jsou přiváděny do obvodu kombinační logiky. Do obvodu kombinační logiky se vedou i napětí pravouhlého průběhu a jak přímý, tak i doplňkový výstupní signál klopného obvodu. Všechny tyto signály jsou vzájemně synchronní. Vzájemně inverzní výstupy klopného obvodu podmiňují činnost logiky tak, že vždy může být sepnut pouze jeden z dvojice výstupních tranzistorů. Proto lze obvod použít jak pro ovládání dvojitinného (pak je pracovní kmitočet roven polovině kmitočtu oscilátoru), tak jednočinného (blokovacího, propustného) měniče. Ve druhém případě je, při paralelním spojení výstupů obou tranzistorů, pracovní kmitočet měniče roven kmitočtu oscilátoru.

Omezovač výstupního proudu při vhodném ošetření vstupů A_1 zmenší při zvětšení I_L nad povolenou mez napětí na neinverzním vstupu komparátoru, čímž se zmenší šířka budících impulsů. Regulaci měniče přebírá proudová zpětnovazební smyčka. Obdobně lze přes tranzistor Q_1 vstupem inhibit ovládat výstupní impulsy obvodu a tím blokovat nebo aktivovat celý regulátor. Vyvedení vstupů i výstupů obou zesilovačů A_u , A_i dovoluje zvolit zisk a kmitočtovou kompenzaci smyčky vnějšími prvky.

Řídicí obvod MC3520

Vývoj řídicích obvodů lze demonstrovat na funkční strategii obvodu MC3520 firmy Motorola, značně podobného předchozímu. Obvody se liší především v tom, že u MC3520 byl položen důraz na některé funkce, související s regulací velkých výstupních výkonů. Pro snazší pochopení je schéma na obr. 48 doplněno časovým diagramem. Obvod, vhodný k řízení všech základních typů měničů, je vyráběn standardní bipolární technologií s iontově implantovanými vrstvami s velkým odporem. To umožnilo zmenšit příkon a rozměry čipu. Vstupní napětí $U_n = 10$ až 30 V. Pracovní cyklus má opět konstantní periodu T_c .



Obr. 48. Monolitický řídicí obvod MC3520; a) výstup generátoru „pily“ (vývod 8), b) impulsní výstup (vývod 3), c) výstup hlavního komparátoru (vývod 4), d) hradlovací vstup klopného obvodu, e) výstup QKO, f) výstup QKO, g) výstup druhého komparátoru (dead-time), h) první impulsní výstup (vývod 11), i) druhý impulsní výstup (vývod 13) – propojeny vývody 5–8 a 4–16

Základní generátor konstantního kmitočtu lze externími prvky R_T , C_T na vývodech 1, 2 přeladit v rozsahu 4 až 200 kHz. Výstupní napětí má opět dva průběhy, pilovitý a pravouhlý. Podstatné je, že „pila“ (vývod 8) má symetrický průběh s vrcholovými hodnotami 2 až 6 V. Při běžných aplikacích se tento výstup spojuje s neinverujícími vstupy komparátorů impulsně šířkového modulatoru (PWM) a blokovacího intervalu (deadtime). Střída impulsu na výstupu komparátoru PWM je určena srovnáním okamžité velikosti napětí trojúhelníkovitého průběhu z generátoru s úrovní vzorku výstupního napětí U_s na vývodu 6. Střída impulsu se na výstupu komparátoru může teoreticky měnit v rozmezí 0 až 100 %. Výstup komparátoru ovládá jednak vstupy kombinací logiky (propojeny vývody 4, 16), jednak společně s „pravouhlým“ výstupem generátoru hradluje taktovací signál klopného obvodu KO. Šířka impulsu na vstupu KO se proto v závislosti na vzorku vstupního napětí může měnit pouze v rozmezí 0 (při $U_s = 6$ V) až 50 % (při $U_s = 2$ V).

Druhý komparátor dovoluje nezávisle nastavit dobu, po níž jsou bezpečně blokovány oba výstupní tranzistory. Lze tedy nastavit mezní hodnoty střídání budících impulsů u jednočinných a především zaručený pasivní interval u dvojitých měničů. Napětí na vstupu 7 potřebné k nastavení blokovacího intervalu (dead-time) lze získat odporovým děličem, napájeným z výstupu interního stabilizátoru (vývod 9).

Logické obvody, buzené výstupy obou komparátorů a klopného obvodu, ovládají dvojici výstupních tranzistorů s kolektory, vyvedenými na vývod 11, 13. Signál inhibit opět umožňuje blokovat činnost zdroje.

Bylo by možno uvést ještě celou řadu dalších zajímavých obvodů a sledovat jejich vývoj jak směrem ke speciálním, tak univerzálním aplikacím. Pro omezený rozsah však závěrem věnujeme pozornost jednomu obvodu z evropské produkce, který vlastnostmi, účelností i aplikačním komfortem patří k nejlepším. Je jím obvod TDA1060 fy Philips, pro nás mimořádně zajímavý také proto, že do CSSR má být dovážěn jeho ekvivalent B260D z produkce NDR.

Řídicí obvod TDA1060

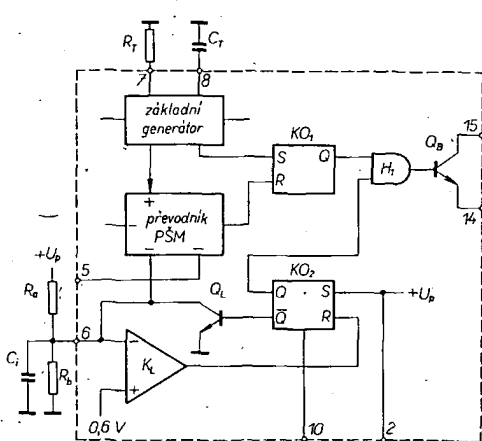
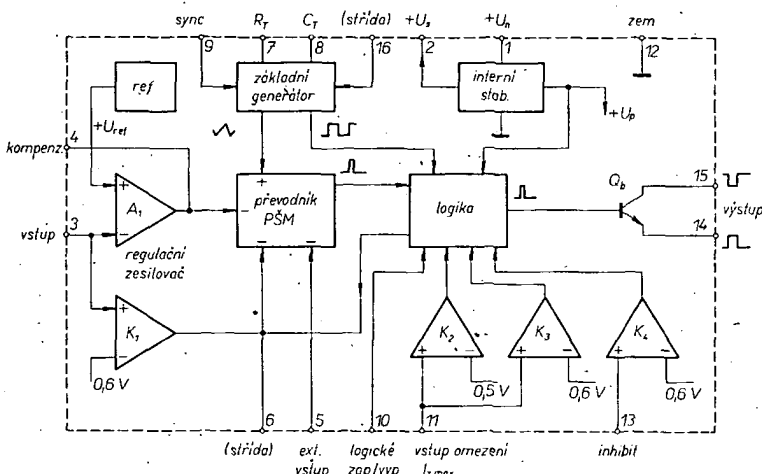
Tento integrovaný obvod, vyvinutý asi před 5 lety, má napájecí napětí 11 až 18 V.

K napájení vlastní struktury IO, viz obr. 49, slouží interní stabilizátor s $U_p = 8,5$ V. Toto napětí je pro další potřebu vyvedeno i na vývod 2. Generátor konstantního kmitočtu se opět nastavuje externími prvky R_T , C_T (vývody 7, 8). Je možná i externí synchronizace (vývod 9). Zbývající vstup základního generátoru (vývod 16) umožňuje omezovat střidu budících impulsů. Generátor má dvě výstupní napětí a to pilovitého a pravouhlého průběhu.

Výstupní pilovitý signál je základním vstupním signálem impulsně šířkového modulatoru, tvořeného opět diferenčním komparátorem. Druhým základním signálem je napěťová odchylka na výstupu regulačního zesilovače A_1 . Jeho invertující vstup je na vývodu 3. K „ošetření“ kmitočtové stability je výstup zesilovače vyveden na vývod 4. Neinverující vstup A_1 je interně propojen s jakostním referenčním normálem asi 3,7 V.

Neuvážujeme-li zatím doplňkové obvody, je střída impulsu na výstupu modulatoru opět v každém pracovním cyklu určena komparací úrovní „pily“ a zesílení napěťové odchylky. Může se měnit v rozsahu 0 až 95 %. Logické obvody především dokonale tvarují výstupní impulsy. Jak vyplývá z dílčího schématu na obr. 50, je při tom vtipně využito synchronního výstupního napětí pravouhlého průběhu

Pozn.: Minimální vstupní napětí $U_s = 2$ V umožňuje ovládat vstup regulační smyčky (vývod 6) běžným OZ, napájeným z jediného, kladného napětí. Tak lze např. zavést kombinovanou napěťovou a proudovou zpětnou vazbu, protože MC3520 nemá vlastní omezovač výstupního proudu.



Obr. 49. Hrubá funkční struktura TDA1060

Obr. 50. Dílčí schéma

základního generátoru. Impulzy jsou tvarovány jednoduchým obvodem R-S (KO_1). Jediný výstupní tranzistor, který může být podle potřeby užít jako sledující nebo invertující spínač, je ovládán přes jednoduché součinnové hradlo.

Obvod TDA1060 je vybaven pomocnými obvody, umožňujícími efektivně zavést řadu doplňkových funkcí: např. obvod automaticky reaguje na zmenšení napájecího napětí pod spodní přípustnou mez 11 V zablokováním výstupních impulsů. K tomu dochází činností vnitřní logiky – překlápí se pomocný obvod KO_2 , uzavírající výstupní hradlo H_1 . Obdobně je vyhodnocen i logický signál k vypnutí zdroje, zaváděný na vývod 10. Aby se v obou případech zdroj nemohl samočinně aktivovat, ovládá výstup KO_2 současně i spínací tranzistor Q_L , který zkratuje další, pomocný vstup impulsně šířkového modulátoru (vyvedený i na vývod 6). Napětím na tomto vstupu lze zmenšovat regulační rozsah podle konkrétních požadavků. Využívá se opět odporového děliče, napájeného z interního stabilizátoru IO napětím U_0 . Jestliže se některým z uvedených důvodů sepnou tranzistor Q_L , zmenšuje se

napětí na vývodu 6 a tím i šířka impulsů na výstupu modulátoru. Zmenší-li se však napětí až pod 0,6 V, vynuluje se přes komparátor K_1 pomocný obvod KO_2 a zdroj se opět naskládá, pokud ovšem netrvají důvody k jeho vypnutí (na obou vstupech S musí být log. 1). Tento princip umožňuje elegantně a jednoduše zavést měkký start zdroje. Pokud je dělič R_a, R_b doplněn integračním kondenzátorem C_1 , napětí na vývodu 6 se po zapnutí zdroje plynule zvětšuje s příslušnou časovou konstantou. Stejně měkce se zvětšuje i mezní možná šířka výstupních impulsů. Další možnost ovládat střidu výstupních impulsů nabízí zbývající, externí vstup modulátoru na vývodu 5.

Velmi užitečné jsou i další funkce, založené na využití komparátorů K_1 až K_4 . Komparátor K_1 omezuje možnost havárie napájeného zařízení především při rozpojení vstupu senzorové zpětnovazební smyčky. Je-li napětí na vývodu 3 menší než 0,6 V, je ostře omezena šířka budících impulsů. Komparátory K_2, K_3 slouží k dynamickému dvoustupňovému omezení (vypnutí) výstupního proudu při přetížení nebo zkratu výstupu. Bude-li napětí na vývodu 11 (získané např. průchodem vý-

stupního proudu sériovým snímacím odporem) větší než 0,5 V, komparátor K_2 překlápí a navazující logika zúží budící impulsy, omezí výstupní proud. Při ještě větším překročení výstupního proudu díky komparátoru K_3 logické obvody zdroje vypnou. Již probíraný obvod měkkého startu pak periodicky testuje podmínky pro opětovný automatický start – k němu dojde, pomine-li příčina vzniku nadproudu. Konečně vstup 13 (inhibit) komparátoru K_4 může být využit k zablokování výstupních impulsů z jiné příčiny.

Příklady zapojení impulsně regulovaných zdrojů

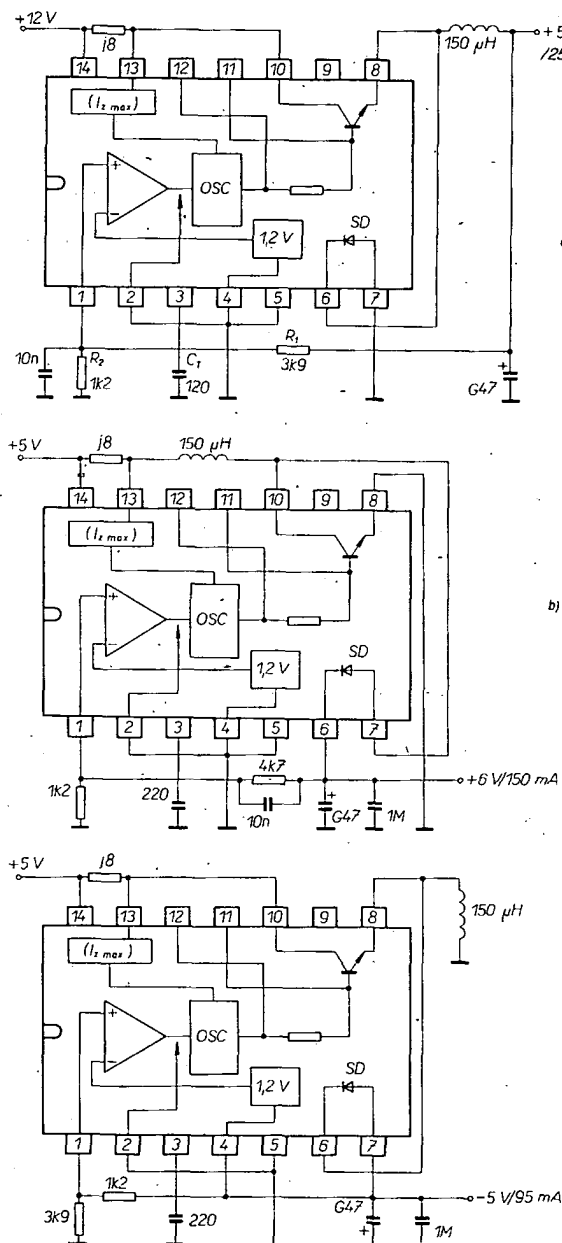
Nyní si již můžeme popsat vybraná konkrétní zapojení zdrojů (ze zahraniční literatury). Záměrně jsou popisovány především regulátory, využívající v řídicí sekci právě probrané monolitické obvody. Tím se na jedné straně zvětšuje přehlednost zapojení, na druhé doplňují představy o využití obvodů. Ostatní zapojení budou sloužit ke srovnání rostoucí složitosti regulátoru při užití běžných součástí, nebo jsou zajímavá neobvyklým řešením.

Regulátory s proměnným kmitočtem

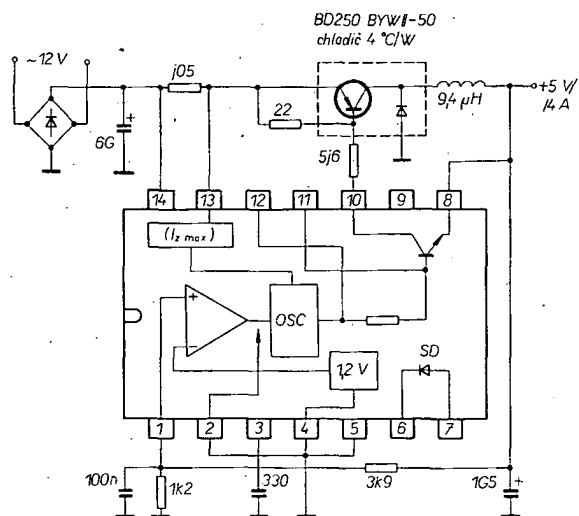
Tento typ regulátorů, zvláště při využití regulace „na sekundární straně“ nebo v mobilních zařízeních, je velmi vhodný pro amatérské aplikace. Náklady na realizaci i technologická složitost jsou srovnatelné s náklady na ekvivalentní spojitě regulované zdroje, účinnost, hmotnost i rozměry jsou několikanásobně příznivější. Uvedme si nejprve příklady zapojení s obvodem TL497.

Na obr. 51a je jednoduchý propustný regulátor s malým výstupním výkonem (5 V/250 mA), napájený z baterie 12 V. Doba trvání aktivního intervalu T_a je určena kapacitou externího kondenzátoru C_T (při 120 pF je asi 13 μ s). Velikost výstupního napětí určuje odporový dělič R_1, R_2 . Jako rekuperační dioda propustného měniče slouží Schottkyho dioda na čipu. Ovládací napětí pro omezovač výstupního proudu je odvozeno odporem 0,8 Ω v napájecí větvi. Účinnost zapojení se blíží 80 %.

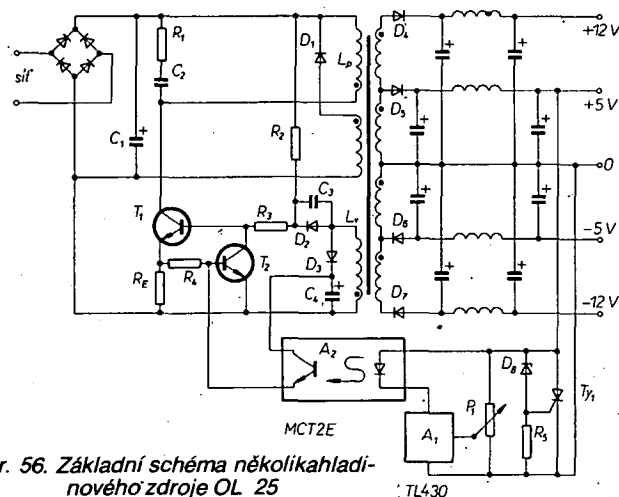
Obvod TL497 lze použít i pro vzestupnou napěťovou konverzi. Pro malý převod ($U_s < 2U_n$) přitom nemusí být vždy použit převodní transformátor, což vyplývá např. ze zapojení na obr. 51b. Jedná se o modifikované zapojení blokujícího měniče s účinností blízkou 70 %.



Obr. 51. Příklady využití TL497



Obr. 52. TL497 jako řídicí obvod regulátoru s propustným měničem většího výstupního výkonu



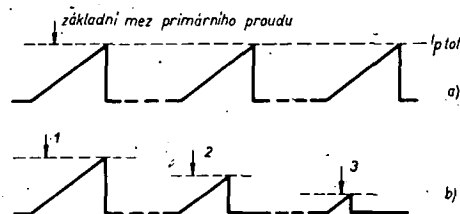
Obr. 56. Základní schéma několikahladinového zdroje OL 25

smyčky, I_p se zvětšuje tak dlouho, dokud napěťový úbytek na R_E vazbou přes T_2 nezablokuje spínač T_1 (děj je urychlen vazbou přes báze vinutí L_v). Mezní primární proud $I_{p\text{ tot}}$ je tedy limitován zpětnou vazbou na odporu R_E . V běžném regulačním režimu je úroveň $I_{p\text{ max}} < I_{p\text{ tot}}$, rozepnutí spínače S_1 je řízeno regulační smyčkou přes výstup optoelektrického vazebního členu A_2 .

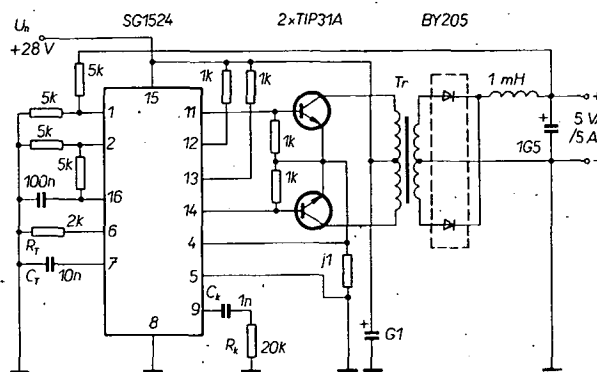
Energie, akumulovaná v intervalu T_a transformátorem, je po rozepnutí T_1 (v intervalu T_b) běžným způsobem odebrána přes usměrňovače D_4 až D_7 jednotlivými výstupy. Zmenší-li se k nule, cyklus se opakuje.

Obr. 58. Protitaktní regulátor středního výkonu s SG1524

Monolitické obvody regulační smyčky A_1 a A_2 jsou nejen řízeny, ale i napájeny z výstupu +5 V regulátoru. Monolitický referenční zdroj A_1 typu TL430 slouží jako zdroj napětí pro vysílací luminiscenční diodu optoelektrického členu MCT2E, galvanicky oddělujícího výstupní obvody od



Obr. 57. Činnost regulační smyčky OL 25 je založena na modulaci mezní úrovně (a) proudu primárního vinutí měniče. Tím se ovlivňuje jak množství akumulované energie (b), tak poměr T_a/T_c .



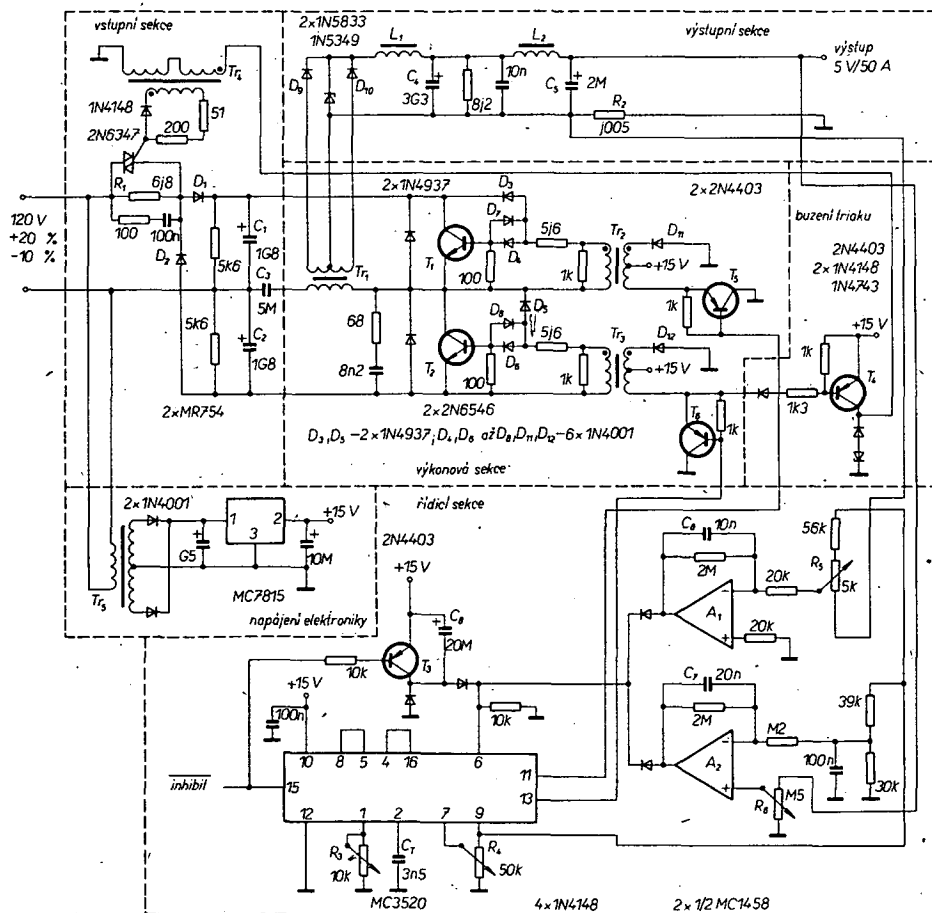
obvodů měniče a síťového rozvodu. Zvětší-li se napětí na výstupu přes 5 V, prochází proud vysílací diodou optočlenu. Tím se stává vodivým i jeho snímací fototranzistor a přes tranzistor T_2 se zkracuje interval T_a .

Tyristor T_y je součástí teplotně kompenzovaného obvodu přepětové ochrany. Filtrační kondenzátory jednotlivých výstupů jsou pro potlačení rušivých výstupních napětí doplněny na články II; jejich tlumivky jsou vzhledem k malým indukčnostem vzduchové.

Jednoduchá elektronika, minimální náklady na výstupní filtry a náhrada budícího transformátoru izolacním optoelektrickým vazebním členem jsou přednostmi tohoto ekonomicky řešeného regulátoru. Pouze pro úplnost dodáme, že tento typ několikahladinového měniče předpokládá zhruba konstantní zátěže jednotlivých výstupů. To znamená, že výstupní napětí jsou nezávislá pouze na kolísání napájecího (síťového) napětí, nikoli však na změnách zatěžovacích proudů.

Při výstupních výkonech přes asi 50 W přestávají být zjednodušení řídicí sekce (viz předchozí příklady) únosná. Jakostní impulsní šířkový modulátor s konstantní periodou T_c vyžaduje složitější vnitřní strukturu. Potom, spolu s dalšími obvody (reference, logika, budič...) je jádrem řídicí sekce obvykle rozsáhlý celek. Vezmeme-li dále v úvahu nejen kvalitativní parametry regulace, ale i potřebu dalších doplňkových a pomocných obvodů, je zřejmé, že pro ekonomickou realizaci zdrojů velkého výkonu je nezbytné použít monolitické řídicí obvody. Na druhé straně již samotná existence těchto prvků vede k jejich běžnému užívání i v regulátorech s malými výstupními výkony a to zvláště v zapojeních s měniči, pracujícími do transformátorové zátěže.

Jako jednoduchý typický příklad můžeme uvést zapojení regulátoru s protitaktním měničem pro 5 V/5 A, založené na využití obvodu SG1524 (obr. 58). Dvojice externích výkonových spínačů TIP31A je buzena z emitorů budících tranzistorů na



Obr. 59. Regulátor 5 V/50 A s obvodem MC3520

čipu obvodu (vývody 11, 14). Kolektory obou budících tranzistorů jsou přes odpory 1 k Ω propojeny s napájecím napětím. Vzorok výstupního napětí je přes odporový dělič zaveden na invertující vstup regulačního zesilovače (vývod 1), na druhý vstup je přes stejný dělič přivedeno ze zdroje interního referenčního napětí 5 V. Kmitočet generátoru je nastaven prvky R_1 , C_1 . Vzhledem k funkci interního klopného obvodu je opakovací kmitočet generátoru dvojnásobkem pracovního kmitočtu měniče. Kmitočtové je smyčka kompenzována externím dvojpólem R_k , C_k . Jako senzor k omezení výstupního proudu je použit sériový odpor 0,1 Ω v emitorovém obvodu obou výkonových spínačů.

Impulsně regulovaný zdroj s velkým výstupním výkonem ($P_{\text{vst}} = 250$ W) s obvodem MC3520 je na obr. 59 (zdroj 5 V/50 A). Pracovní kmitočet je 20 kHz, zvlnění $\Delta U_s < 90$ mV, účinnost se blíží 80 %. Zapojení je pro lepší orientaci rozděleno do sekcí vstupní, výkonové, výstupní, řídicí a sekce buzení triaku. Pro napájení elektroniky je užít spojitý monolitický regulátor 15 V.

Střídavé síťové napětí 120 V/60 Hz (USA) je usměrněno napětovým zdvojevačem D_1 , D_2 , C_1 , C_2 . Odpovídající ss napětí slouží k napájení měniče. Náběhový vstupní proud je při zapnutí zdroje omezen sériovým odporem R_1 , protože zkratovací triak se uvede do vodivého stavu s určitým zpožděním.

Výkonová sekce obsahuje dva spínací tranzistory T_1 , T_2 v pólmostkové konfiguraci. Jejich zátěž tvoří výkonový impulsní transformátor Tr_1 . Kondenzátor C_3 omezuje možnost saturace jádra Tr_1 v důsledku možných nesymetrií. Budící Tr_2 a Tr_3 tranzistorů měniče zajišťují malou impedanci bázevých obvodů (R_{BE}) a současně spolu s Tr_1 galvanicky oddělují výkonovou sekci od výstupního rozvodu i řídicí elektroniky zdroje. Antisaturační diody D_3 , D_4 a D_5 , D_6 zvlňují spínací rychlost tranzistorů T_1 , T_2 , zatímco diody D_7 , D_8 umožňují zavést závěrný bázevých proud v intervalech rozpínání těchto tranzistorů. Diody, zapojené paralelně k přechodům CE spínačů, omezují špičkové napětí U_{CE} v přechodových rozpínacích fázích.

Schottkyho diody D_9 , D_{10} ve výstupní sekci usměrňují indukované napětí na sekundární vinutí Tr_1 . Smyslem neobvyklého užití Zenerovy diody (jako rekuperační) je znemožnit průraz Schottkyho diod nárazovým překročením jejich přípustného závěrného napětí. Akumulační filtr tvoří prvky L_1 , C_4 . Druhý filtr D_2 , C_5 je vysokofrekvenční. Potlačuje rušivá napětí na výstupu zdroje. Odpor R_2 je snímačem nadproudu pro řídicí sekci.

Jádrum řídicí sekce je již popsáný monolitický obvod MC3520. Pracovní kmitočet je prvky R_3 , C_1 nastaven na 20 kHz. Trimrem R_4 je nastaven blokovací interval (dead-time) asi na 5 μ s. Regulátor užívá dvou zpětnovazebních smyček. Jedna je přes operační zesilovač A_1 řízena výstupním proudem, druhou přes A_2 ovládá výstupní napětí. Trimrem R_5 se nastavuje $I_{2 \text{ max}}$, trimrem R_6 úroveň výstupního napětí U_s .

Pozornost v řídicí sekci zasluhuje obvod měkkého startu, jehož součástí jsou především externí tranzistor T_3 a kondenzátor C_6 . Při zapnutí zdroje, kdy se nabíjí vstupní kondenzátorové baterie C_1 , C_2 přes odpor R_1 , je MC3520 pasivní. V tomto časovém úseku se napětí na vývodu 6

zmenšuje od asi 15 V, tak, jak se nabíjí kondenzátor C_6 . Zmenší-li se asi na 6 V (tj. po uplynutí přibližně 100 ms), je aktivován obvod MC3520. Vzhledem k zatím úzkému budícímu impulsu na vývodu 13 se díky sekci buzení triaku (tranzistor T_4) triak sepne (je tedy zkratován odpor R_1). Jak se napětí na vývodu 6 dále zmenšuje, činitel plnění budících impulsů se plynule zvětšuje, až řízení pracovního cyklu regulátoru převezme některá ze zpětnovazebních smyček (napětová nebo proudová).

Myslím, že uvedené ukázky zapojení k získání základního přehledu o realizaci nespojitých regulátorů stačí. Další náměty lze čerpat z realizace měničů a regulátorů v kalkulačkách, TV přijímačích a jiných zařízeních. Mnoho cenných podnětů lze získat i studiem zapojení zdrojů řady DBP, vyvíjených a vyráběných v ZPA Děčín za spolupráce s VÚMS Praha, i když koncepčně, technologicky ani ekonomicky nespádají do oblasti amatérských aplikací.

Perspektivy nespojité regulace

I přes pokročilý současný stav impulsní regulace lze jistě konstatovat, že celá oblast stojí teprve na počátku rychlého vývoje. Zvláště u nás jsou dosud značnou překážkou ne vždy výrazné ekonomické přednosti. Právě proto se v profesionální praxi tato nová technika zatím nejvíce uplatňuje v zařízeních s většími příkony, kde prakticky nemá konkurenci. To je zřejmé již při zběžném pohledu na některé zdroje, které se spíše než „elektřina“, která je v nich skryta, podobají desce s plošnými spoji zesilovače ke gramofonu. Technologický pokrok v oblasti součástí jistě umožní rozšířit nespojitou regulaci i do oblasti spotřební elektroniky. Cestu k tomuto cíli lze hledat především ve zlepšování ekonomických ukazatelů a potlačení parazitního kmitočtového rušení, což souvisí mimo jiné i s výzkumem nových metod regulace.

Jako jeden z příkladů uvedme „sinusovou“ regulaci, vyvinutou u fy Hewlett-Packard, která velmi účelně eliminuje kmitočtové rušení, typické pro klasické impulsní měniče. Zjednodušené blokové schéma regulátoru je na obr. 60. Stejnoseměrné napětí k napájení měniče je opět získáno přímým usměrněním a filtrací síťového napětí. Protitaktický měnič s výkonovými MOSFET pracuje v oblasti asi 200 kHz. Vtip řešení spočívá v tom, že zátěž spínačů je v podstatě tvořena sériovým rezonančním obvodem (na obr. 60 sériovou cívku L_1 , rozptylovou indukčností Tr_1 a přetransformovanou sekundární kapacitou ladícího kondenzátoru C_3). Jádrum řídicí sekce je jednoduchý převodník napětí/kmitočet, ovládaný zesílenou regulační odchylkou ΔU_s . Proměnný kmitočet VCO je vždy poněkud vyšší, než rezonanční kmitočet obvodu LC. Zmenší-li se výstupní napětí U_s pod jmenovitou velikost, zvyšuje se kmitočet VCO a tedy i pracovní kmitočet měniče. V důsledku kmitočtového posuvu po boku rezonanční křivky obvodu směrem od f_{rez} se zvětšuje střídavé napětí na C_3 . Tím se zvětšuje i výstupní napětí U_s . Naopak při kladné odchylce ΔU_s se pracovní kmitočet měniče k rezonančnímu přibližuje a napětí U_s se zmenšuje. Regulační smyčka udržuje výstupní napětí na jmenovité velikosti. Důsledkem rezonančního

charakteru zatěžovacího obvodu měniče je přibližně harmonický průběh proudů spínačů i magnetického toku transformátoru. Tím se radikálně omezi kmitočtové rušení zdroje. Uvádí se, že je typický o -15 dB pod úroveň, odpovídající zdrojům srovnatelného výkonu, užívajících impulsní šířkové modulace.

Konstrukční část

Následující příklady praktického návrhu a konstrukce několika jednoduchých regulátorů mají za cíl především doplnit dosavadní šedivou teorii předcházejících kapitol. Všechny konstrukce jsou založeny na principu regulace s proměnným kmitočtem – názorně vyplývající problémy praktické realizace s dostupnými součástmi a konečně i slabiny jednotlivých koncepcí, zpravidla v literatuře podrobněji nerozváděné, považují za velmi užitečné. Jednotlivé dílčí obvody jsou řešeny z hlediska optimálního kompromisu mezi kvalitativním a ekonomickým hlediskem. Snažil jsem se také ukázat, že nedostupnost řady speciálních součástí může být mnohdy kompenzována uváženou volbou koncepce, obvodových a konstrukčních detailů.

Pro praktickou konstrukci regulátorů s $T_c = \text{konstante}$ mohou být dobrým vodítkem články [20], [22].

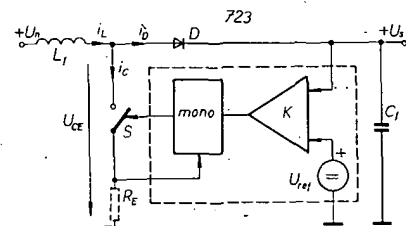
Vzestupný blokující regulátor s proměnným kmitočtem ($T_c = k$)

První praktickou konstrukcí je regulátor s blokujícím měničem, řízený proměnným kmitočtem při konstantním aktivním intervalu T_a . Pro zvýraznění některých problémů a jejich vzájemných souvislostí záměrně zvolíme vzestupný poměr $U_n < U_s$.

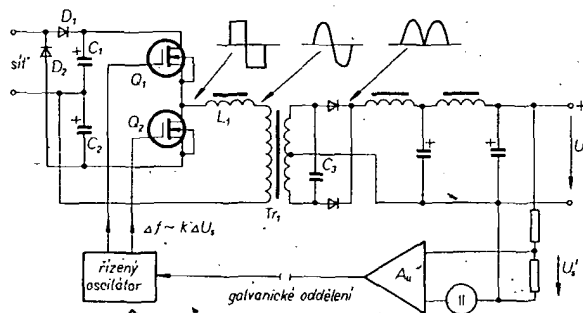
Stanovme základní požadavky na parametry regulátoru: výstupní stabilizované napětí +12 V, napájení z baterií nebo akumulátorů 6 až 9 V. Mezní výstupní proud $I_{2 \text{ max}} = 100$ mA, mezivrcholové zvlnění výstupního napětí $\Delta U_s < 100$ mV.

Vzhledem k malému výstupnímu výkonu ($P_{s \text{ max}} = 1,2$ W) a poměru $U_s/U_{n \text{ min}} = 2$ volíme pro zajímavost modifikovaný beztransformátorový blokující měnič, řízený proměnným kmitočtem.

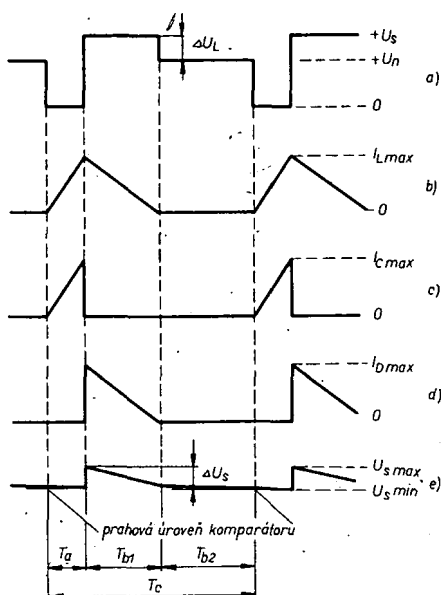
Základní schéma regulátoru je na obr. 61, funkci vlastního měniče názorně



Obr. 61. Základní schéma zvyšujícího regulátoru s blokujícím měničem a proměnným kmitočtem



Obr. 60. Základní schéma kmitočtové řízení „sinusové“ regulace HP



Obr. 62. Základní stylizované průběhy měniče: a - na svorkách výkonového spínače (U_{ce}), b - proud I_L , c - proud spínačem (i_c), d - proud diodou (i_d), e - výstupní napětí U_s

postihují stylizované časové diagramy na obr. 62.

V intervalu T_a akumuluje cívka L_i tentokrát zapojená v sérii s napájecím napětím U_n , určitou energii. V důsledku konstantního intervalu T_a budou nejen strmost, ale i rozkmit proudu ΔI_L lineárního pilovitého průběhu záviset na velikosti U_n . Platí

$$\frac{\Delta I_{La}}{T_a} = \frac{U_n}{L_i} \quad (1)$$

S rozeptnutím výkonového spínače začíná první fáze (T_{bt}) druhého intervalu pracovního cyklu měniče. Na svorkách L_i se indukuje pravouhlý napěťový impuls ΔU_L a filtrační kondenzátor C_i se přes propustně polarizovanou diodu D nabíjí na zhruba $U_{s \max} = U_n + \Delta U_L$. Doba T_{bt} je ukončena v okamžiku vyčerpání energie pole tlumivky L_i . Tehdy je zmenšením impulsu $\Delta U_L \rightarrow 0$ skokově uzavřena odělovací dioda D a napětí U_s se zmenšuje (interval T_{bz}) s časovou konstantou výstupního obvodu $kU_{s \min}$. Při $U_{s \min}$ řídicí obvody opět sepnou výkonový spínač a následuje další pracovní cyklus.

Nutnou podmínkou lineární regulace s konstantním intervalem T_a je existence intervalu T_{bz} , tj. přerušování proudu, tečoucího cívkou L_i . To ovšem znamená, že v našem případě neplatí základní vztahy, uvažované v teoretické části, věnované blokujícímu měniči a znázorněné v diagramech obr. 13, 14, 15.

Považujeme-li výstupní napětí $U_s \approx k$, je s ohledem na $\Delta I_L \gg I_{L \max}$ strmost průběhu dI_L/dt opět především funkcí napájecího napětí

$$\frac{\Delta I_{Lb}}{T_{bt}} = \frac{U_s - U_n}{L_i} = \frac{\Delta U_L}{L_i} \quad (2)$$

Poměr napěťového impulsu ΔU_L a napájecího napětí U_n vyplývá z poměru strmostí proudových změn (1), (2) v obou rozhodujících intervalech (T_a , T_{bt}) cyklu

$$\frac{\Delta U_L}{U_n} = \frac{T_a}{T_{bt}} \quad (3)$$

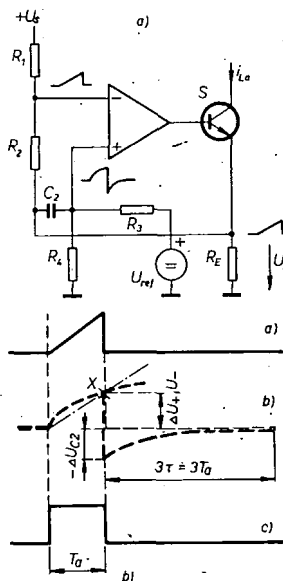
Proto výstupní napětí U_s , přibližně rovné součtu

$$U_s = U_n + \Delta U_L = U_n(1 + T_a/T_{bt}) \quad (4)$$

může být větší než U_n . Přitom obě napětí U_n , U_s mají shodnou polaritu.

Stabilita výstupního napětí U_s při regulaci s konstantním intervalem T_a výrazně závisí na zisku a šířce regulačního rozsahu zpětnovazební smyčky. Řešení vhodných řídicích obvodů v klasické konfiguraci podle obr. 61 (napěťový komparátor, referenční napěťový normál, monostabilní obvod) není při malém napájecím napětí, požadavku bezpečného startu, jednoznačné funkce atd. jednoduché. Zvláště proto, že s rostoucí složitostí zapojení se vytrácí hlavní (ekonomická) přednost celé koncepce. Po zvážení všech souvislostí jsem další návrh jednoznačně orientoval na využití obvodu MAA723, který obsahuje dynamicky zcela vyhovující rozdílový zesilovač s velkým ziskem, referenční normál asi +7,1 V a konečně i vstup, vhodný pro zavedení blokovacího signálu (inhibit). Základní nedostatek obvodu pro náš účel spočívá v jeho napájecím napětí $U_{n \min} \approx 9,5$ V. Přesto je možné realizovat celou řídicí a budicí sekci po doplnění obvodu 723 jediným externím tranzistorem.

Funkční princip navrhované řídicí jednotky a její návaznost na výkonový spínač jsou zřejmé z obr. 63a. Je-li spínač S rozpojen (interval T_{bt}), pracuje rozdílový zesilovač jako běžný napěťový komparátor s porovnávací úrovní neinvertujícího vstupu U_{ref} $R_4/(R_3 + R_4)$. Zmenší-li se napětí U_s



Obr. 63. Funkční schéma a časové diagramy řídicí jednotky, a - vzorkovací napětí U_{pih} , b - průběhy na inv. a neinvert. (čerkované) vstupu, c - výstup komparátoru

pod prahovou mez $U_{s \min}$, je po určité definovaný interval T_a sepnut spínač S . Usporného řešení příslušného časovacího obvodu bylo dosaženo využitím vzorkovacího napětí ΔU_{pih} pilovitého průběhu, vytvářeného průchodem proudu I_{La} malým odporem R_E v emitoru výkonového spínače. Vzorkovací napětí ΔU_{pih} , lineárně narůstající od nuly (počátek intervalu T_a), stimuluje v průběhu každého intervalu T_a dynamickou napěťovou odchylku obou vstupů komparátoru vůči ustáleným hodnotám. Na každý ze vstupů však přitom vzorkovací impuls působí jiným způsobem. Za předpokladu ideálního komparátoru ($R_{vst}, R_{dif} \rightarrow \infty$) a při zanedbání dynamiky zvlnění ΔU_s lze funkci časovací jednotky postihnout s pomocí obr. 63b. Při sepnutí výkonového spínače S se počíná lineárně zvětšovat napětí U_{pih} na odporu R_E (průběh a). Tím se současně

prakticky lineárně zvětšuje i napěťová odchylka invertujícího vstupu, vyplývající z „podložení“ zpětnovazebního děliče R_1 , R_2 právě napětím ΔU_{pih} . Zhruba platí

$$\Delta U_- = \Delta U_{pih} R_1/(R_1 + R_2) \quad (5)$$

Časový průběh napěťové odchylky neinvertujícího vstupu bude mít naproti tomu, v důsledku uplatnění časové konstanty R_4 , C_2 , charakter nelineární. V první fázi intervalu T_a bude platit nerovnost $\Delta U_+ > \Delta U_-$ (viz obr. 65b). Spustným vybíjením C_2 se však bude strmost zvětšování $\Delta U_+ = f(U_{pih}, t)$ zmenšovat tak dlouho, až se po jistém čase vyrovnají okamžité amplitudy $\Delta U_+ = \Delta U_-$ a tím i ukončí interval T_a (bod X na obr. 63b). Přechod komparátoru do výchozí polohy je jistěn a dynamicky urychlován skokem $\Delta U_{pih} \rightarrow 0$.

Pro orientační určení prvků R_4 , C_2 , definujících interval T_a , vyjdeme z řešení podmínky pro dosažení okamžité rovnosti odchylek $\Delta U_+ = \Delta U_-$. Za samozřejmého předpokladu $\Delta U_{s(Ta)} < \Delta U_{pih} < U_{ref}$ lze psát

$$\Delta U_+ \sim \Delta U_{pih} - \frac{1}{C} \int \Delta i_c dt \quad (6)$$

Odhadneme-li pro jednoduchost střední hodnotu proudové změny Δi_c v intervalu T_a s pomocí mnemonického vztahu

$$\frac{\Delta i_{c2}}{2} \sim \frac{\Delta U_+}{2R_4} \quad (7)$$

vychází po dosazení z (5), (7) do (6) kapacita kondenzátoru

$$C_2 = \frac{R_1 T_a}{R_2 2R_4} \quad (8)$$

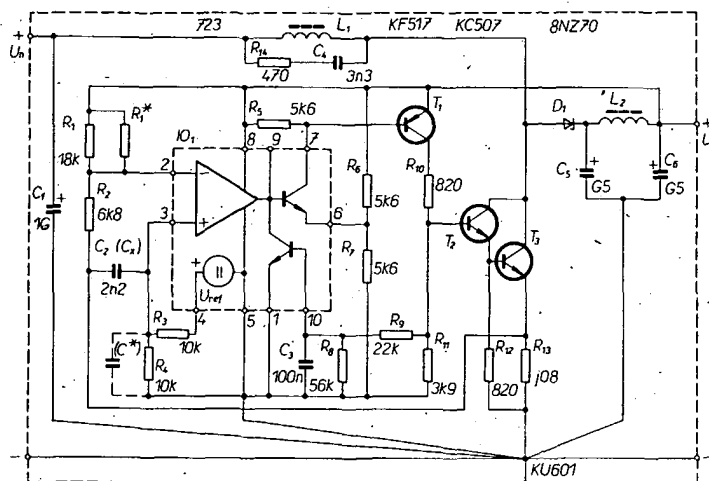
Stanovme ihned kapacitu C_2 pro naši potřebu. Volíme-li interval $T_a = 20 \mu s$, $R_3 = R_4 = 10 k\Omega$, bude poměr R_1/R_2 , definující výstupní napětí $U_s = 12$ V, zhruba roven 2,4. Po dosazení údajů do (8) vyplývá, že C_2 bude přibližně

$$C_2 = 2,4 \cdot 20 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 10^4 \approx 2,2 nF$$

Z rovnice (8) i z prosté úvahy vyplývá, že interval T_a není závislý ani na rozkmitu ΔU_{pih} , ani na velikosti napájecího napětí U_n . Je tomu tak proto, že doba kyvu časovacího obvodu je určena poměrově, přičemž zdroj stimulačního signálu je pro oba vstupy komparátoru společný. Praktickým důsledkem je např. možnost volit odpor R_E velmi malý, neboť rozkmit ΔU_{pih} se může pohybovat v rozsahu desítek až stovek mV ($\Delta U_{pih} > \Delta U_{s(Ta)}$).

Na průběhu b) si ještě povšimneme, že důsledkem skokové změny $\Delta U_{pih} \rightarrow 0$ je záporný překmit s počáteční amplitudou $-\Delta U_{C2}$, který po určitou dobu exponenciálně dozívá vlivem opětovného nabíjení C_2 na ustálenou velikost $U_{C2} = U_{ref} R_4/(R_3 + R_4)$. Pokud se pro jednoduchost rozhodneme překmit neodstraňovat, je vhodné volit interval $T_{bt} + T_{bz}$, odpovídající $U_{n \min}$, delší, než je doba ustálení přechodového jevu. Jinak by byla narušena lineární regulační smyčka.

Nyní se již můžeme věnovat rozboru a návrhu detailního zapojení na obr. 64. V první řadě stanovíme požadavky na výkonový spínač a určíme optimální indukčnost tlumivky L_i . Vzhledem k volnoběžnosti pracovního cyklu (proměnný kmitočet) a přerušování proudu i_L po dobu T_{bz} vyjdeme z jednoduché energetické rozvahy.



Obr. 64. Vzestupný blokující regulátor

Energetické množství, odebrané z měniče zátěží v každém pracovním cyklu

$$W_s = P_s T_c = U_s I_z T_c \quad (9).$$

Napájecí zdroj je v našem případě měničem zatěžován nejen v intervalu T_a , ale i T_{b1} . V konstantním intervalu T_a odebrá akumulaci tlumivka energií

$$W_a = L_1 \Delta i_L^2 / 2 \quad (10).$$

V proměnném intervalu T_{b1}

$$W_b = (U_n \Delta i_L / 2) T_{b1} \quad (11).$$

Po zahrnutí účinnosti $\eta < 1$ můžeme zapsat rovnost

$$W_s / \eta = W_a + W_b \quad (12).$$

Dosazeno

$$P_s T_c / \eta = \frac{L_1 \Delta i_L^2}{2} + \frac{U_n \Delta i_L}{2} T_{b1} \quad (13),$$

jelikož

$$\Delta i_L = \frac{U_n T_a}{L_1}$$

platí

$$P_s T_c / \eta = \frac{\Delta i_L U_n T_a}{2} + \frac{\Delta i_L U_n T_{b1}}{2} \quad (14).$$

Po dosazení (4) získáváme vztah pro určení rozkmitu proudu cívkou L_1

$$\Delta i_{L \min} = \frac{2 I_z T_c \left(\frac{U_s}{U_n} - 1 \right)}{\eta T_a} \quad (15),$$

kteří řešíme pro minimální napájecí napětí $U_{n \min}$ a poměr $T_c : T_a$ omezený jednak parametry řídicích obvodů, jednak konkrétními požadavky na stabilitu U_s při malém napájecím napětí. Vzhledem k nutnosti existence intervalu T_{b2} je poměr $T_c : T_a$ větší než 2:1. V souladu s obr. 63 volíme pro jednoduchost poměr 4:1, tj. prakticky eliminujeme vliv záporného překmitu $-\Delta U_+$. Tím ovšem na druhé

straně vzrůstá rozkmit Δi_L . V praxi, zvláště při menších nárocích na stabilitu U_s , může být poměr $T_c : T_a$ volen menší a závislost $U_s = f(U_n)$ je potlačena volbou minimálního rozkmitu ΔU_{pih} , velkého referenčního napětí $U_{ref} = U_{ref} R_4 / (R_3 + R_4)$ a následnou úpravou poměru R_1 / R_2 .

Při $U_{n \min} = 5,5 \text{ V}$, $T_c : T_a$ min.: $T_a = 4$ a odhadnuté účinnosti $\eta = 0,7$ vychází z (15) rozkmit proudu indukčnosti $\Delta i_{L \min} = 1,35 \text{ A}$. Z upravené rovnice (1) již pro určitý interval T_a můžeme stanovit optimální indukčnost tlumivky L_1 :

$$L_1 \text{ jmen} = \frac{(U_{n \min} - U_{CESat} - \Delta U_{pih}) T_a}{\Delta i_{L \min}} \quad (16).$$

Při $T_a = 20 \mu\text{s}$ je $L_1 = 66 \mu\text{H}$.

Úpravou rovnice (15) můžeme odvodit i požadavky na regulační rozsah řídicích obvodů. Platí

$$\frac{T_c}{T_a} \sim \frac{\eta U_n T_a}{2 I_z \left(\frac{U_s}{U_n} - 1 \right)} \quad (17).$$

Závislost $T_c : T_a = f(U_n)$ při uvažované konstantní účinnosti $\eta = 0,7$ a zatěžovacím proudem $I_z = 100 \text{ mA}$ zhruba postihuje tab. 5.

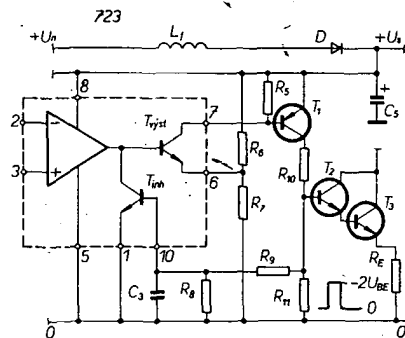
Tab. 5.

$U_n [\text{V}]$	$T_c : T_a$
6	3,6
7	7
8	10
9	16

Kmitočet měniče je pak úměrný převrácené hodnotě součinu $(T_c : T_a) T_a$. Je samozřejmé, že poměr $T_c : T_a$ a tím i f_{op} se dále mění také se změnou I_z .

Vzhledem ke značnému špičkovému proudu tlumivkou L_1 , který v našem případě při horní hranici napájecího napětí (+9 V) přesahuje 2 A, a samozřejměmu požadavku malého saturačního napětí U_{CES} , velkého činitele β atd. použijeme na pozici výkonového spínače Darlingtonovu kombinaci KC507 + KU601. Při ovládání spínače obvodem MAA723 je poměrně obtížné zajistit dokonalé vybuzení spínače v intervalu T_a a jeho bezpečné zavření v intervalu T_b . Kromě toho činí problémy i dosažení vyhovující dynamiky budících impulsů (strmosti, náběžných a sestupných hran) a zabezpečit spolehlivý start měniče za nejružnějších vstupních (velikost U_n) i výstupních (I_z) podmínek.

Lze konstatovat, že využití běžného výstupu obvodu MAA723 (vývod 6) je pro náš případ nevhodné především pro značný ss offset (asi +2 V) výstupních



Obr. 65. Kombinovaný budící a startovací obvod

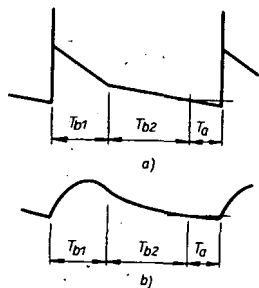
impulsů. Z rozboru vnitřní struktury obvodu 723 vyplynulo řešení, které osvětluje dílčí schéma na obr. 65. Jako napájecí napětí pro integrovaný obvod se používá přímo výstupní stabilizované napětí U_s . To je ovšem při startu regulátoru mnohem menší, než obvod pro správnou funkci vyžaduje. Platí, že počáteční napětí na výstupních svorkách $U_{s(\text{start})} = U_n - U_D$. Předpokládáme, že budeme napájecí napětí U_n plynule zvětšovat od nuly. Potom je v rozsahu $U_n = 0$ až +5 V děličem R_6 , R_7 (vnucujícím vývodu 6 IO počáteční ss potenciál asi $U_n/2$) zajištěno, že se měnič nekontrolovaně nerozkmitá. Externí doplňkový budící tranzistor se začíná otevírat (vzhledem k zatím malému a nestabilnímu napětí U_{ref} teprve při $U_n > 4 \text{ V}$). Tato změna (překlopení komparátoru) je závislá na dělicím poměru R_1 / R_2 . Z funkce (3) je jasné, že regulační smyčka bude bez dalších opatření měniči vnucovat značnou střidu $U_a / T_b \gg 1:1$, protože $U_{s \text{ start}} < U_n$. Pak by ovšem přes extrémně velký oděr ze zdroje odpovídající amplituda indukovaného napětí impulsu nestačila k dosažení regulačního režimu, napětí U_s by bylo trvale menší než $U_{s \text{ jmen}}$.

K zajištění bezpečného startu regulátoru byla s ohledem na možnosti obvodu 723 užitá zjednodušená varianta obvodu měkkého startu, využívající vývodů tranzistoru T_{inh} ve struktuře IO. Jak vidíme na obr. 65, báze tohoto tranzistoru je ovládána výstupem integračního členu R_9 , C_3 , impulsně buzeného z první báze výkonového spínače T_2 , T_3 . Impulsní nebo ss napětí na vstupu integračního členu se tedy může měnit pouze v rozsahu 0 až +2 U_{BE} . Volba časové konstanty členu je kompromisním řešením mezi požadavky startu při spojitě a skokově změně U_n . Při pomalém zvětšování U_n se při překročení určité hranice otevírá T_1 . Jelikož amplituda budícího impulsu je zatím malá, přechází spínač zvolna do lineárního režimu, zatímco T_{inh} se přes integrační člen otevře při malé časové konstantě R_9 , C_3 s určitým předstihem. Touto cestou jsou spínači nuceny v kmitu o $f_{start} \gg f_{jmen}$ a o střídě impulsů blízké 1:1. Po určité době, charakteristickou zhoršenou účinností měniče, se napětí U_s zvětšuje k $U_{s \text{ jmen}}$. Tím se ovšem zmenšuje střída budících impulsů, napětí na výstupu integračního členu se zmenšuje a tranzistor T_{inh} přestává mít vliv na činnost regulační smyčky. Obdobně se startovací obvod uplatňuje i při skokovém přiložení U_n . Velký poměr $T_a : T_b$ způsobí zvětšení

$$U_{BE \text{ inh}} = U_{C3} = 2 U_{BE} \frac{T_a}{T_c} \quad (18)$$

přes +0,6 V a tím aktivaci T_{inh} . Další mechanismus je obdobný předchozímu. Úpravou dělicího poměru $R_6 : R_7$ je možno startovací obvod přizpůsobit konkrétnímu rozsahu vstupních napětí.

V alternativním využití startovacího obvodu pro regulátor s transformátorovým měničem by takto mohla být vyřešena i pojistka vůči zkratu na výstupních svorkách. V našem případě by ovšem byla přetížena dioda D_1 .



Obr. 66. Charakteristické průběhy vlnění ΔU_s

Přejdeme k návrhu sestavy a dimenzování součástí výstupního filtru. Závěry z teoretické části lze snadno ověřit – průběh vlnění ΔU_s podstatnou měrou závisí nejen na kapacitě filtračního kondenzátoru C_1 , ale také na hodnotách náhradních prvků R_0, L_0 příslušného elektrolytického kondenzátoru. To konečně vyplývá již z obr. 62e – dynamický průběh odchylné ΔU_s v intervalu T_{b1} v podstatě sleduje průběh proudu tlumivky L_1 . Nepříjemnou složkou vlnění jsou i ostré ječlové impulsy v přechodové části T_a až T_{b1} (obr. 66a). Vidíme, že v praxi je, při použití běžného elektrolytického kondenzátoru na pozici C_1 , průběh odchylné ΔU_s v intervalu T_{b1} zcela nevyhovující jak z hlediska časového průběhu, tak amplitudy.

Pro zmenšení amplitudy vlnění ΔU_s je, zvláště při malých výstupních proudech, možno použít kondenzátor s o řád větší kapacitou a vhodně vybrat jeho typ. Pro zlepšení časového průběhu odchylné ΔU_s , tj. pro odstranění ostrých impulsních hran (obr. 66a), je výhodné použít filtr CLC ve tvaru článku Π s cívkou L_2 v podélné větvi. Průběh vlnění při takovém výstupním filtru pak charakterizuje obr. 66b. Z hlediska dynamických parametrů regulátoru je žádoucí volit indukčnost cívky L_2 pokud možno malou. V daném případě jsem volil shodné kondenzátory $C_5 = C_6$, pro dostatek místa na desce s plošnými spoji jsem vycházel z řádového překročení

$$C_1 \gg \frac{I_z(T_a + T_{b2})}{\Delta U_s}; \text{ voleno } C_5 = C_6 = 500 \mu F \quad (19),$$

minimální indukčnost cívky L_2 lze stanovit podle

$$L_2 \sim \left(\frac{T_{c \max}}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{C_6} \approx 6 \mu H \quad (20).$$

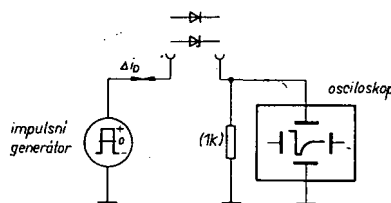
Velmi důležitý je výběr usměrňovací (oddělovací) diody D_1 a to nejen z hlediska účinnosti měniče, ale v mezních případech i vlastní funkce regulátoru. Příčinu můžeme vysledovat z obr. 62a, b, d. V teoreticky ideálním případě se dioda D s nulovou zotavovací dobou skokově zavírá v okamžiku vyčerpání energie, akumulované tlumivkou L_1 . Tehdy se napětí na svorkách spínače okamžitě mění z U_s na U_n a proudy i_L, i_D jsou nulové až do startu následujícího cyklu.

U reálné diody s určitou nenulovou zotavovací dobou t_r však vždy dochází k přechodovému jevu, protože dioda zůstává po jistou dobu, i přes závěrnou polarizaci přechodu, vodivá. Působí tedy jako zkrat, neboť jí prochází relativně velký závěrný proud. Jeho impulsní charakter má za následek nejen nabíjení L_1 v opačném smyslu, ale i zvětšení zákrmitů rezonančního obvodu L_1 + parazitní prvky. Kromě toho, že zhoršují účinnost měniče, mohou napětové impulsy, zvláště na počátku intervalu T_{b2} , přímo znemožnit správnou funkci měniče propustnou po-

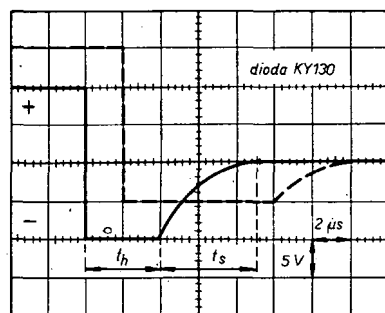
larizaci přechodu BC tranzistorů výkonového spínače.

Běžné diody pro průmyslové kmitočty jsou z těchto důvodů pro naše účely nevhodné. Dobrou představu lze získat jednoduchým experimentem podle obr. 67. Pro jednoduchost volíme malý proudový rozkmit $\pm \Delta I_0$, takže budící impulsy mohou být získány pomocí běžného impulsního generátoru. Na oscilogramu (obr. 68) vidíme, že běžnou diodou teče po určité interval t_h od skokové závěrné polarizace přechodu velký závěrný proud. Teprve po uplynutí t_h se začíná závěrný proud exponenciálně zmenšovat k odpovídající statické velikosti, blízké nule. Vnuceným ss offsetem se dále můžeme přesvědčit, že doba t_h je při amplitudově symetrickém budícím impulsu $\pm \Delta U_{imp}$ prakticky nezávislá na jeho amplitudě; výrazně se však prodlužuje s předchozím nasycením přechodu v propustném směru ($+\Delta U_{imp} > -\Delta U_{imp}$) a zkracuje s velikostí závěrného napětí ($-\Delta U_{imp} > +\Delta U_{imp}$). Oba jevy souvisí s podmínkami rekombinačního procesu. Exponenciální část průběhu bude v daném případě na vnějších podmínkách prakticky nezávislá.

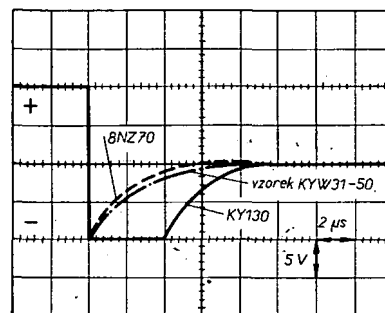
Problém relativně značných cen a současné nedostupnosti rychlých diod pro amatéry mě donutil hledat nějaké přijatelné východisko. Jistá analogie v technologii úprav polovodičových přechodů rychlých a stabilizačních diod s lavinovým proudem mě přivedla k „zoufalému“ pokusu využít stabilizační diody, pracující v propustném směru. Dá se říci, že praktické výsledky předčily očekávání, viz orientační srovnávací oscilogram na obr. 69. Doba t_h , ekvivalentní



Obr. 67. K zotavovací době diody



Obr. 68. K orientačnímu měření závěrné zotavovací doby diody



Obr. 69. Srovnávací měření běžné diody (KY130) a lavinové stabilizační diody (8NZ70), zapojené v propustném směru

obr. 68, se prakticky nevyskytuje, zotavovací doba t_s je podle očekávání úměrná intenzitě kritického pole přechodu – technologicky měrnému odporu Si vrstvy (u diod typu NZ70), elektricky stabilizačnímu napětí diody. Doba t_s je dále nepřímo úměrná proudu I_z . Pro náš případ velmi dobře vyhovuje dioda 8NZ70. V ne zcela výstižném srovnávacím oscilogramu obr. 69 má dokonce zhruba stejné parametry jako vzorek KYW31. Jejím užíváním byla bez zvýšených nákladů a komplikací měniče ve srovnání s běžnou diodou zvětšena účinnost o asi 20 %.

Z hlediska parametrů a funkce regulátoru je neméně důležitá i praktická realizace tlumivky L_1 . Její rozptylové elektromagnetické pole může být v mezních případech zdrojem rušení nejen pro blízká a vzdálená elektronická zařízení, ale i pro vlastní řídicí obvody. Při návrhu provedení tlumivky jsem se ocitl v situaci, která pravděpodobně postihne i většinu čtenářů. Nesehnal jsem ani vhodný sortiment feritových jader, ani jejich parametry. Nezbýlo mi nic jiného, než použít hrníčkové jádro o \varnothing 18 mm ze starých zásob (materiál i ostatní údaje neznámé). Následující postup by proto mohl být užitečný i v ostatních podobných případech. Vyjdeme ze vztahů, uvedených v kapitole, věnované návrhu akumulací tlumivky propustného měniče. Uvědomíme-li si, že přesné nastavení vzduchové mezery je v amatérských podmínkách prakticky nemožné, budeme s lehkou hlavou přistupovat k jejímu orientačnímu určení. Výsledek ověříme jednoduchým experimentem.

Odhadneme přípustné sycení jádra $B_{\max} \approx 0,2$ T. Vnitřní průřez měho feritového jádra byl zhruba $S = 20$ mm². Odpovídající délku mezery stanovíme přibližně ze vztahu

$$I_m = \frac{\mu_0 L_1 \Delta I_{L \max}^2}{B^2 S} \quad (21).$$

Po dosazení $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m], $L_1 = 66 \mu H$, $\Delta I_{L \max} = 2,5$ A, $B = 0,2$ T, $S = 2 \cdot 10^{-5}$ m² vychází

$$I_m = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 66 \cdot 10^{-6} \cdot 6,25}{4 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^{-5}} \approx 0,65 \text{ mm}.$$

Vzhledem k dvojnásobnému přerušení feritového jádra (vnitřní, vnější plášť hrnečku) nastavíme $I_m \approx 0,3$ mm. Mezera vychází pro dané jádro již poměrně velká, nicméně ještě stále přijatelná.

Nyní do jedné půlky hrnečku navineme určitý počet závitů, např. 50. Ze změřené indukčnosti při mezeře nastavené na 0,3 mm určíme součinitel $A_L = L/n^2$ [nH/z²]. S jeho pomocí stanovíme potřebný počet závitů $n = \sqrt{66 \cdot 10^3 / A_L}$. V mém případě vyšlo $n = 24$ závitů. Cívka byla navinuta na vhodné trnu bez kostry drátem o \varnothing 0,4 mm CuL a uložena do jedné půlky hrnečku. Vzduchovou mezuru 0,3 mm jsem zajistil vlozkou z obalu poznámkového bloku. Obě části jádra jsou přes podložky staženy mosazným šroubem M3, stažení je fixováno kontramaticí. Pro potlačení rozptylového pole doporučuji přes vnější plášť hrnečku v místě mezery umístit závit nakrátko, tvořený buď vhodným drátem nebo měděnou fólií. Závit uzemníme v nejbližším dostupném místě. Provedení je patrné z fotografie na obálce.

Protože při návrhu byl použit hrubý odhad, bude konečným kritériem vhod-

nosti řešení kontrola linearitý pilového průběhu $\Delta U_L = f(t)$ v celém rozsahu napájecích napětí. S výhodou lze měřit linearitu napětového průběhu ΔU_{pi} na odporu R_E .

Realizace tlumivky L_2 filtračního členu není kritická. Tlumivka je válcově vinuta ve dvou vrstvách na libovolném vřšroubovacím feritovém jádře $M3,5 \times 12$ mm. Počet závitů je přibližně 20, drát $\varnothing 0,4$ mm.

Tím můžeme považovat návrh regulátoru za ukončený. Snad zbývá dodat, že tlumivý člen R_{14} , C_4 omezuje amplitudu zámitů na pracovní tlumivce L_1 .

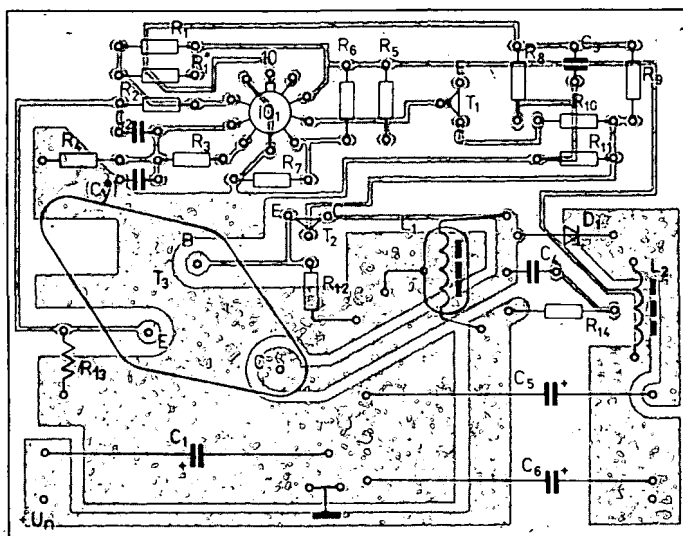
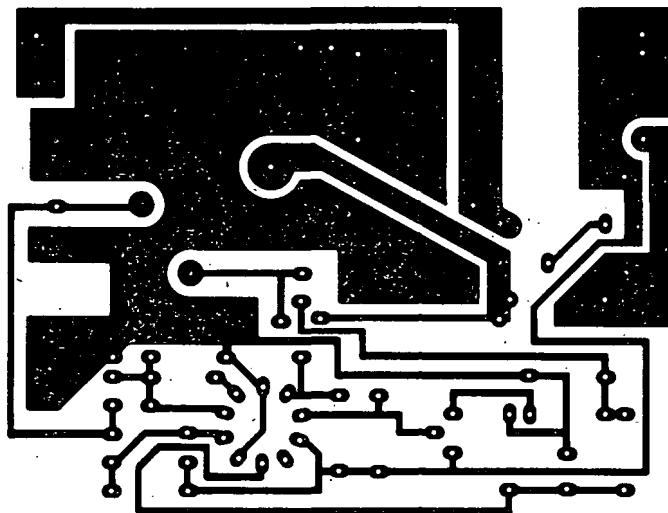
Z hlediska optimální funkce a odrušení regulátoru je poměrně důležité jeho konkrétní provedení. Základní kritéria jsou naznačena ve schématu. Jsou to především krátké spoje a z toho vyplývající těsná montáž, bohaté dimenzování spojů ve výkonové sekci a důsledné zemnění do jednoho bodu. Příkladem vyhovujícího řešení může být deska s plošnými spoji na obr. 70.

Již dříve zmíněné problémy, spojené s nedostupností přístrojů, nezbytných k přesnému měření rušivých napětí a polí, lze obejít jednoduchými srovnávacími měřeními. Vycházíme z toho, že charakterem produkovaných rušivých signálů jsou impulsním regulátorům velmi blízké i TV přijímače. Ty ovšem musí normám ČSN vyhovovat a jsou současně každému dostupné. Základní kmitočet rušivého spektra TV přijímače (15 625 Hz) a impulsního regulátoru (typ. 20 kHz) jsou velmi blízké. Právě na tom lze založit rychlé hodnocení regulátoru. V našem případě se jedná především o porovnání parazitních elektromagnetických polí obou rušivých zdrojů.

Pohybujeme-li se s jakýmkoli běžným bateriově napájeným tranzistorovým přijímačem se směrovým příjmem (feritová anténa) v okolí zasynchronizovaného TV přijímače, zjistíme na harmonických kmitočtech $n \times 15,625$ kHz v pásmech DV, SV rušivé signály. S ohledem na AM detekci je snazší měřit při volně běžících rozkladech. Bude-li středem „měřicího pracoviště“ místo TV přijímače náš regulátor, musí být cílem všech opatření dosáhnout prokazatelně nižších úrovní rušivého příjmu. Vhodná vzdálenost r (obr. 71) se podle typu TV přijímače pohybuje v rozmezí 1 až 2 m.

Tímto „měřením“ se snadno přesvědčíme, že náš regulátor musí být opatřen stínícím krytem. Kryt může být hliníkový nebo železný, bodovaný, nýťovaný, šroubovaný apod. Zanedbatelná výkonová ztráta regulátoru umožňuje zhotovit kryt bez větracích otvorů. Kryt spojíme v jednom bodě s klostrou regulátoru nebo napájeného zařízení.

K oživení regulátoru není třeba nic dodávat, měl by „chodit“ na první zapnutí. Důvodem špatné funkce snad může být pouze nesprávné provedení tlumivky L_1 . Regulátor ověříme s jakýmkoli regulovatelným stabilizovaným zdrojem, který má elektronickou pojistku, nastavitelnou na 1 A. Měníci musí spolehlivě startovat jak při pozvolném, tak skokovém zvětšování U_n . Volbou odporu R_1 nastavíme požadované napětí U_s při maximální zátěži $I_z = 0,1$ A. Neopomeneme zkontrolovat linearitu ΔU_{pi} v plném rozsahu U_n . Mezivrcholová hodnota zvlnění U_s (prakticky nezávislá na I_z) se při změně $U_n = 6$ až 9 V bude pohybovat v mezích 10 až 50 mV, účinnost v rozsahu 72 až 77 %.



Obr. 70. Deska s plošnými spoji Q205 a deska osazená součástkami. Všechny odpory (kromě R_{13} – vinutý) jsou typu TR 151, R_{14} – TR 152, kondenzátory keramické polštářkové, C_1 TE984, C_5 , C_6 – TE982, jádro L_1 – feritový hrnček $\varnothing 18$ mm, hmota H22

Pro praxi je velmi užitečné a zajímavé projít detailně časové průběhy napětí a proudů v rozhodujících bodech zapojení a vyzkoušet, jak se na funkci regulátoru projevují změny hodnot důležitých součástí.

Hodnotíme-li kriticky parametry našeho regulátoru, musíme konstatovat, že i když se podařilo vyřešit všechny základní problémy, má zapojení i nedostatky. Ty ovšem ve valné míře vyplývají přímo ze zvolené koncepce a jsou záměrně zvýrazněny řešením regulace při zvoleném poměru $U_s > U_n$. K nedostatkům patří především:

- a) velký špičkový proud $I_{L1 \max}$, zvětšující se s U_n ,
- b) proměnné zvlnění ΔU_s , opět se zvětšující s U_n (se snižováním kmitočtu regulátoru).

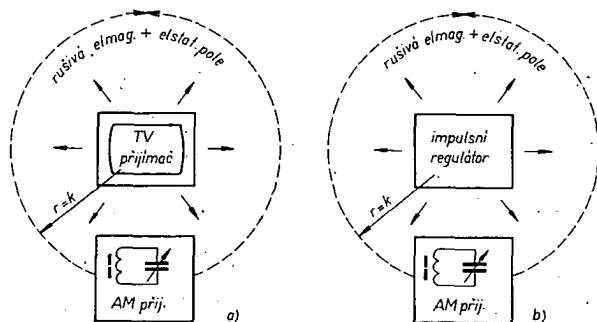
Nehledě na to, že jsme pro jednoduchost řídicí sekce zvolili dosti nevýhodný výchozí poměr $T_{c \min}/T_a \approx 4:1$, můžeme učinit jednoznačný závěr: Regulace s blokujícím měničem a konstantním intervalem T_a je vhodná především pro sestupný poměr $U_n > U_s$. V opačném případě může být efektivně uplatněna pouze při malých výstupních výkonech, popř. tehdy, je-li možno předpokládat malé změny U_n a I_z – viz např. napětový invertor B. Murrye (obr. 51).

Modifikace regulátoru zavedením proměnného intervalu T_a

Většina nevýhodných vlastností předchozího regulátoru může být řádově potlačena zavedením proměnného intervalu T_a . Je asi překvapivé, že při tom dokonale vystačíme s jednoduchou úpravou zapojení z obr. 64 (přidá se jediný kondenzátor, na který je již na desce s plošnými spoji, obr. 71, pamatováno).

Změna funkčního principu regulační smyčky vyplývá ze srovnání průběhů na obr. 72a, b. Zatímco se při regulaci s $T_a = k$, obr. 72a, špičkový proud $I_{L1 \max}$ s napětím U_n zvětšuje, může být úpravou řídicí sekce zajištěna konstantní amplituda $I_{L1 \max}$ na U_n nezávislá. V tomto případě, obr. 72b, se mění doba intervalu T_a . Je nepřímo úměrná strmosti nárůstu di_L/dt , tedy napětí U_n . Nadále uvažujeme existenci intervalu $T_{b2} > 0$, tedy přerušování proudu i_L . Při praktické realizaci se současně snažíme co nejvíce přiblížit k regulaci s $T_c = k$.

Princip užitého řešení vyplývá z obr. 73. Časovací kondenzátor je nahrazen dvojicí C_x , C_y . Komparátor opět aktivuje výkonový spínač při průchodu odchylky $\Delta U_s = f(t)$ prahovou úrovní $U_{s \min} + \Delta U_{s(Ta)}$. V tomto okamžiku se znovu jako u předchozího zapojení začíná napětí U_{pi} lineárně zvět-



Obr. 71. Princip jednoduché komparační metody měření intenzity rušivých polí

šovat od nuly. Stimulovaná dynamická odchylka invertujícího vstupu komparátoru zůstává lineární funkcí napětového průběhu U_{pil} . Zahrneme-li i dříve zanedbaný vliv poklesu $\Delta U_{s(Ta)}$, je

$$\Delta U_- = \Delta U_p - (\Delta U_p + \Delta U_s) R_2 / (R_1 + R_2) \quad (22)$$

Zcela jiná je nyní situace z hlediska ovládání vstupu neinvertujícího. Podmínkou správné funkce obvodu je nerovnost $C_x > C_y$. Pokud by $C_y = 0$, pracoval by regulátor s $T_a = k$. Velikostí reálného poměru $C_x : C_y$ lze ovládat míru změny intervalu $T_a = f(U_n)$.

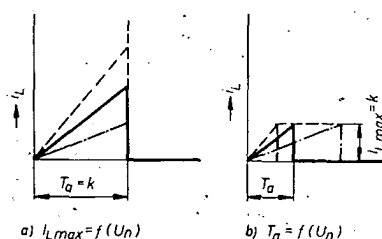
Neuvažujeme-li zatím shodnou počáteční podmínku $U_{Cx(0)} = U_{Cy(0)} = U_{ref} R_4 / (R_3 + R_4)$, je změna proudu, tekoucího oběma kondenzátory kapacitního děliče, úměrná strmosti nárůstu dU_{pil}/dt . Proto také okamžitá odchylka $dU_+ = dU_{Cy} = f(t)$ v počáteční fázi intervalu T_a není úměrná okamžité velikosti U_{pil} , ale především strmosti nárůstu dU_{pil}/dt . Ve skutečnosti se od počátku intervalu T_a kondenzátor C_x vybíjí, C_y nabíjí (vzhledem k ustálenému napětí). To mimo jiné zabezpečuje potřebnou hysterzi obvodu. Doba, za kterou se v důsledku uplatnění časové konstanty $\tau = R_4 C_y$ překlopí komparátor zpět do výchozí polohy, závisí nyní jednak na sériové kombinaci a vzájemném poměru C_x/C_y , jednak na strmosti dU_{pil}/dt ; tedy vlastně na velikosti napájecího napětí U_n . Za jistých podmínek může být doba trvání intervalu T_a ovlivněna i velikostí výstupního proudu I_z . Jelikož strmost poklesu $\Delta U_{s(Ta)}$ je lineární funkcí proudu I_z , obr. 74, posouvá se při změně zátěže prahová úroveň, pod níž se musí zmenšit odchylka napětí na neinvertujícím vstupu, aby se překlopil komparátor zpět do základní polohy.

K návrhu C_x, C_y z hlediska přiblížení k regulaci s přibližně konstantním pracovním kmitočtem ($T_c \approx k$), do značné míry nezávislým na změnách U_n, I_z , můžeme použít následující postup. Kapacitu C_y položíme rovnu kapacitě časovacího kondenzátoru C_2 z předchozího řešení, tedy $C_y = 2,2$ nF. Kapacitu C_x stanovíme z přibližné rovnosti

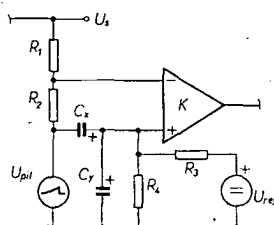
$$C_x : C_y = R_1 : R_2 \quad (23)$$

Jelikož pro $U_s = 12$ V je $R_1/R_2 \approx 2,4$, bude $C_x = C_y R_1/R_2 \approx 5,6$ nF. Použijeme-li kondenzátory těchto kapacit, lze očekávat, že při minimálním napájecím napětí bude opět doba $T_{amax} \approx 20$ μ s, to znamená že dokonale vyhoví i indukčnost tlumivky L_1 z předchozího řešení.

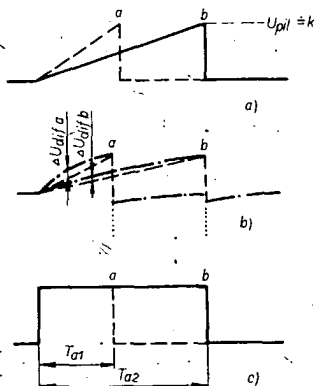
Kapacitní dělič C_x, C_y má příznivý vliv také na amplitudu a průběh záporného překmitu na neinvertujícím vstupu komparátoru, viz obr. 74b. Protože se při rozpojení spínače ($U_{pil} \rightarrow 0$) skokově vyrovná napětí na obou kondenzátorech, má odchylka $-\Delta U_+$ vzhledem k poměru kapacit $C_x : C_y$ vůči průběhu na obr. 63b mnohem menší amplitudu. Mimoto tuto odchylku



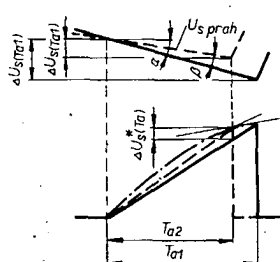
Obr. 72. K úpravě funkce regulační smyčky



Obr. 73. Úprava řídicího obvodu pro $T_a = f(U_n)$



Obr. 74. Stylizované časové diagramy řídicího obvodu pro dvě různá U_n . a - vhodnou volbou C_x, C_y lze zajistit prakticky konstantní rozkmit $\Delta U_{pil} = f(U_n)$, b - průběhy na invert. (čárkované) a neinvert. (čérchované) vstupu komparátoru, c - doba intervalu T_a je funkcí strmosti nárůstu di/dt



Obr. 75. K uplatnění změny výstupního proudu I_z na dobu T_a

ještě dále, s ohledem na požadavek uplatnění vlivu změn I_z na regulační smyčku, minimalizujeme omezením amplitudy ΔU_{pil} . Z průběhů na obr. 74 je vidět, že okamžité směrnice odchylek ΔU_+ , ΔU_- jsou v okamžicích jejich vzájemné rovnosti řádově odlišné. Protože změna $\Delta U_{s(Ta)}$ je přibližně lineární funkcí I_z , může být vhodnou volbou rozkmitu U_{pil} při určité časové konstantě $R_4 C_y$ dosaženo výrazného vlivu ΔI_z na T_a . V našem případě volíme $\Delta U_{pil} \approx 10 \Delta U_s$, tj. $R_E \approx 0,08 \Omega$. Při ještě menším R_E již hrozí nebezpečí narušení správné funkce regulační smyčky. Je nutné, aby odpor měl minimální vlastní indukčnost, neboť ta má za následek výrazný záporný překmit na neinvertujícím vstupu (obráz. 74b tečkované).

Regulátor podle obr. 64 tedy po vyjmutí C_2 a osazení C_x, C_y pracuje zásadně odlišným způsobem. Při použití uvedených kondenzátorů a odporu R_E zůstává v rozmezí $U_n = 6$ až 9 V a $I_z = 0,1$ A špičková hodnota U_{pil} zhruba konstantní. Mění se naopak se změnou I_z , s jeho zmenšením se zkracuje interval T_a . V obou případech se perioda cyklu T_c mění ve srovnání s předchozím řešením jen nepatrně.

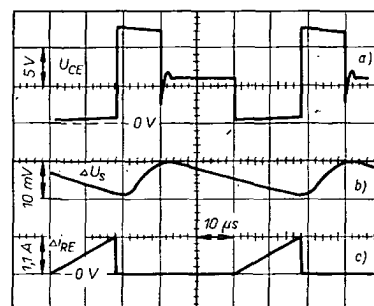
Rozhodující průběhy znázorňují oscilogramy obr. 76. Pro jednoduchost je zachycen pouze kritický režim, odpovídající $U_{n \min} = 6$ V. Detail přechodového jevu ($T_{b1} \rightarrow T_{b2}$), odpovídající momentu vyčerpání energie L_1 , je na obr. 77. Ostatní hrany impulsů jsou kratší než 300 ns. Amplituda zvlnění ΔU_s je v každém případě menší než asi 10 mV. Závislost trvání periody T_c jako funkce U_n je pro různé proudy I_z v tab. 6.

Tab. 6.

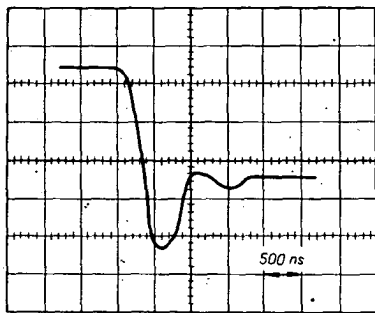
U_n [V]	T_c [μ s]		
	$I_z = 100$ mA	$I_z = 50$ mA	$I_z = 20$ mA
5	45	50	51
6	50	53	53
7	56	56	59
8	61	60	70
9	68	72	90
10	80	90	130

Vidíme, že kmitočet regulátoru je zhruba konstantní, typicky 20 kHz. Energetická účinnost se při $I_z = 0,1$ A a $U_n = 6$ až 9 V pohybuje v rozsahu 71 až 77 %, změna výstupního napětí je za stejných podmínek menší než 20 mV.

Praktické ověření těchto dvou jednoduchých a finančně nenáročných regulátorů mohou doporučit všem, kdo se chtějí impulsní regulací začít zabývat vážněji. Další konstrukci měl původně být sestup-



Obr. 76. Průběhy U_{CE} spínače, ΔU_s a ΔI_{RE} při $U_n = 6$ V, $I_z = 0,1$ A



Obr. 77. Detail přechodového jevu ΔU_{ce} při ukončení intervalu T_{d1}

ný blokující regulátor s přesně definovanou periodou $T_c = k$. Jelikož mezitím vyšel v [20] rozsáhlejší článek na stejné téma, považuji za větší přínos popis nekonvenčního řešení obdobného regulátoru na bázi řízeného volně kmitajícího měniče.

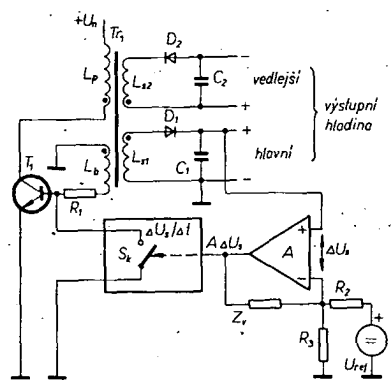
Dvouhladinový blokující regulátor

Regulátor, koncepčně velmi blízký již popisovanému zdroji OL 25 (obr. 56), je určen pro napájení malého mikropočítače s μP 8080 a pamětmi typu $\mu PD454D$, $\mu PD5101E$ z palubní baterie 12 V ($U_n = 10$ až 14 V). Pro výstupní parametry (+5 V/0,5 A, -5 V/50 mA) může být využit i jako mobilní zdroj rozsáhlejší logiky TTL, včetně lineárních obvodů (OZ ap.).

Již z blokového schématu, obr. 78, vyplývá snaha o co nejlevnější řešení úlohy. Zpětnovazební smyčka reguluje měnič zkracováním intervalu T_a . Smyčka zahrnuje tři základní aktivní bloky: zesilovač odchylky hlavního výstupního napětí, konverzní obvod u/t a vlastní měnič.

Zesilovač regulační odchylky $U_s - U_{ref}$ i napěťová reference opět využívají obvodu MAA723, vzhledem k $U_{n,min} > 9,5$ V napájeného přímo z U_n . Konstrukce konverzního obvodu $\Delta U_s/T_a$ (v podstatě spínače s reakčním zpožděním, proporcionálním výstupnímu napětí zesilovače odchylky $A(U_s - U_{ref})$ je neobvyklá a v praxi se dokonale osvědčila. Jde o okrajovou aplikaci běžného tyristoru v atypickém pracovním režimu, což umožnilo mimořádně zjednodušit celý regulátor. Výkonový spínač kmitajícího blokujícího měniče s transformátorovou zátěží tvoří opět Darlingtonova dvojice.

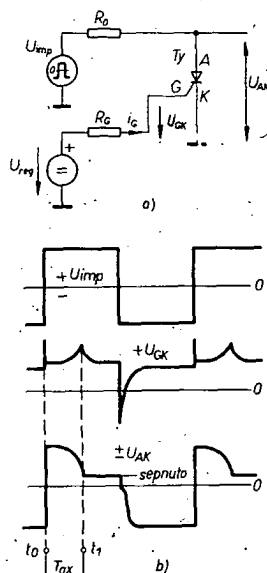
Uvodem ještě zdůrazněme, že tento regulátor pracuje bez přerušování magnetického toku impulsního transformátoru, tj. interval T_{b2} ve smyslu předchozího



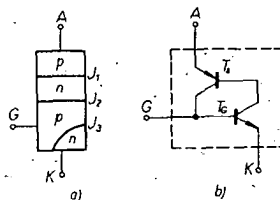
Obr. 78. Blokové schéma dalšího regulátoru

zapojení prakticky neexistuje. Proto nyní platí úvahy a vztahy, vyplývající z teoretické části příspěvku. Z principu stabilizace obou výstupních napětí jednou společnou regulační smyčkou vyplývá, že výrazná změna odběru proudu na jednom z výstupů ovlivňuje obě výstupní napětí. Několikhladinové blokující měniče jsou proto vhodné především k napájení zařízení s přibližně konstantní zátěží, kdy smyslem regulace je především eliminovat vliv změn napájecího napětí na jednotlivá výstupní napětí (hladiny). Regulace bývá vztažena k výkonové podstatné hladině. Současně je zpravidla nutná alespoň minimální předzátěž na některém z výstupů, jinak se mohou výrazně zvětšit vstupní napětí směrem k U_n .

Podstatu klíčového bloku regulátoru, konverzního obvodu, lze zjednodušeně postihnout díky obr. 79. Výkonové svorky tyristoru jsou buzeny přes ochranný odpor R_0 malým impulsním napětím z generátoru pravouhlého signálu ($\pm U_{imp} < \pm 6$ V). Lze se snadno přesvědčit, že doba, která uplyne mezi kladnou hranou $+U_{imp}$ a sepnutím tyristoru, je funkcí vnučeného proudu I_G řídicí elektrody v propustném směru. Při rozboru mechanismu zpožděného spínání tyristoru (čtyřvrstvé lavinové struktury p-n-p-n s přechody J_1, J_2, J_3) můžeme použít analogii

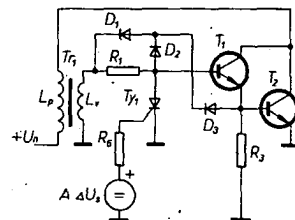


Obr. 79. a) Jednoduché měřicí pracoviště a b) časové průběhy



Obr. 80. Struktura (a) a funkční schéma tyristoru (b)

s tranzistorem (doplňková kombinace T_a, T_s), obr. 80. I přes trvalý proud řídicí elektrody I_G se tyristor zavírá vnučenou komutací $\pm U_{imp}$. S kladnou hranou $+U_{imp}$ se na svorkách tyristoru objevuje prakticky plná úroveň vstupního impulsu. Tyristor nevede až do vyčerpání prostorového náboje z oblasti přechodu J_2 . Lavinový spínací pochod je pak, při proudovém buzení řídicí elektrody, urychlován odpovídajícím zvětšováním ΔU_{GK} . Délka in-



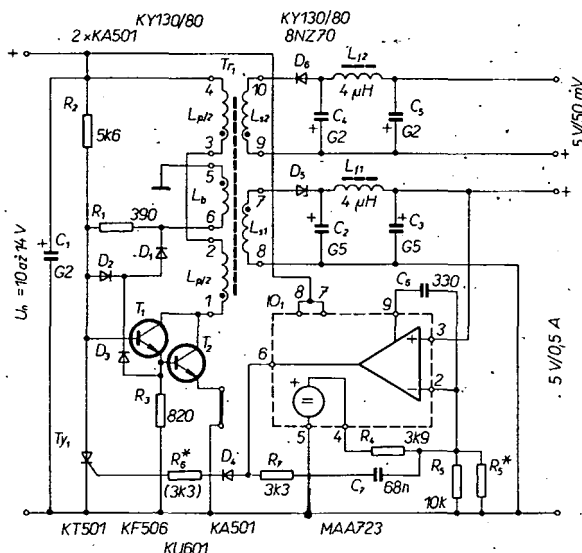
Obr. 81. Tyristor v regulační smyčce

tervalu $t_1 - t_0$, tedy zpoždění sepnutí tyristoru, je úměrná základnímu proudu $+I_{G(0)}$. Doba zpoždění je samozřejmě omezená, přibližně lineární a spolehlivě funkce lze s běžnými tyristory (KT50X) dosáhnout v intervalu $\tau < 100 \mu s$. Kromě širokých tolerancí parametrů jednotlivých tyristorů (vstupní charakteristika) se výrazně uplatňuje i teplota přechodu. Určitý vliv má i amplituda $\pm U_{imp}$. Všechny tyto činitele lze snadno eliminovat. Problémem jsou pouze (pro naši potřebu) nevyhovující dynamické parametry výstupních impulsů.

Jednoduché zapojení konverzního obvodu, které současně zlepšuje i dynamické parametry výkonového spínače T_1, T_2 , je na obr. 81. Regulační proud I_G je odvozen pomocí odporu R_0 od výstupního napětí zesilovače regulační odchylky $A(U_s - U_{ref})$. Bázové přechody T_1, T_2 omezují amplitudu $+U_{AK}$ na svorkách uzavřeného tyristoru na $+2U_{BE}$. Tolerance jednotlivých tyristorů mohou být snadno kompenzovány volbou R_0 . Amplituda záporného budičského impulsu je v důsledku funkce regulační smyčky konstantní. Uvážíme-li velký zisk regulačního rozdílového zesilovače, je patrné, že vliv teploty na tyristor může být v oboru běžných teplot zcela zanedbán.

Činnost obvodu: Předpokládáme, že se právě vyčerpala energie pole impulsního transformátoru (zátěž není zakreslena). Měnič překmitne, na vazebním vinutí L_b se indukuje kladný impuls a tranzistory T_1, T_2 začínají vést, zvětšuje se proud, tekoucí primárním vinutím. Po určité době, nyní závislé pouze na U_n a ΣP_z , tj. regulační odchylce, sepne tyristor a tím se rozpojí výkonový spínač. V ideálním případě by byl tyristor uveden do nevodivého stavu okamžitě po sepnutí vnučenou komutací polarity impulsu na budičím vinutí L_b . U běžného tyristoru jsou však oba intervaly (spínání, rozspínání) dlouhé, řádově několik μs . To nepříjemně zhoršuje účinnost měniče. Uzavření výkonového spínače je možno snadno urychlit diodami D_1 až D_3 . Ostrá hrana budičského impulsu jednak inverzně polarizuje bázevý přechod T_2 , čímž urychluje zotavení a současně bezpečně definuje závěrný režim výkonového spínače, jednak eliminuje vliv spínacích/rozspínacích intervalů pomalého tyristoru na funkci měniče.

Detailní schéma regulátoru je na obr. 82. Bezpečný start měniče zajišťuje dělič R_2, R_1 , který při určité minimální úrovni napájecího napětí nastaví tranzistory T_1, T_2 na okraj lineárního režimu, což umožní „nakmitnutí“ měniče. Kmitočtová stabilita regulačního zesilovače v klasickém zapojení je zajištěna prvky R_7, C_6, C_7 . Dioda D_4 není pro funkci regulátoru nezbytná, pouze omezuje teplotní závislost výstupního napětí při špatném nastavení konverzního obvodu (viz dále). Obvody obou výstupních napětí jsou pro blokující regulátor typické. Jelikož požadavky na doplňkové filtry jsou malé, mají tlumivky L_{11}, L_{12} pouze minimální indukčnosti. Již při malém výstupním výkonu je při výstupních napětích řádu jednotek V dosti velkým problémem dosáhnout přijatelné



Obr. 82. Zapojení dvouhladinového regulátoru s řízeným blokovým měničem

energetické účinnosti, především pro značný podíl ztráty na usměrňovacích diodách vůči užitečnému výkonu. Optimálním řešením by bylo užití Schottkyho diod. Ze známých důvodů se musíme spokojit s diodou 8NZ70 (opatřenou malým chladičem) a soustředíme se na minimalizaci dynamických (přepínacích) ztrát měniče. Hlavně z toho důvodu byl použit relativně nízký základní kmitočet měniče, který je při $U_{n \min}$, $\Sigma I_{z \max}$ přibližně 12 kHz.

Stanovme nyní indukčnosti jednotlivých vinutí impulsního transformátoru. Jelikož se magnetický tok Φ zmenšuje v intervalu T_b prakticky až k nule, můžeme indukčnost sekundárního vinutí pro hlavní výkonovou hladinu stanovit z rovnosti $L_s \Delta I_s = (U_s + U_F) T_b$. Pak, viz obr. 15,

$$I_{s \max} = \Delta I_s = 2I_z T_c / T_b,$$

$$L_{s1} = \frac{(U_{s1} + U_{F(DS)}) T_{b \max}^2}{2I_{z \max} T_c \max} \quad (24).$$

Zhruba stejná bude i indukčnost L_{s2} , druhého vinutí, které má stejné U_s a řádově menší I_z .

Indukčnost L_p primárního vinutí (viz teoretická část)

$$L_p = \frac{\eta (U_{n \min} T_{a \max})^2}{2U_s \Sigma I_{z \max} T_c \max} \quad (25).$$

Po dosazení $T_c \max = 1/12 \text{ kHz} = 80 \mu\text{s}$, $T_{a \max} = T_b \max = T_c \max / 2$, $U_{n \min} = 9,5 \text{ V}$, $\Sigma I_z = 0,55 \text{ A}$, $U_s + U_F = 6 \text{ V}$ a odhadnuté $\eta = 0,6$ vychází $L_{s1} = 120 \mu\text{H}$, $L_p = 200 \mu\text{H}$. Vazební vinutí L_b určíme později. Zjednodušený výpočet je možno zdůvodnit nutností prakticky odhadnout minimální použitelný průřez jádra transformátoru. Věnujme se tomuto problému, který jsme u předchozí konstrukce obešli, podrobněji. Můžeme vyjít např. z mezního magnetického toku, pro který platí vztah

$$\Phi_{\max} = \frac{L_s \Sigma I_{s \max}}{n_s} \quad (26),$$

v němž n_s je počet sekundárních závitů ($n_{s1} = n_{s2}$). Kámen úrazu je v tom, že k odhadu n_s je třeba alespoň orientačně určit součinitele A_L dosud neznámého jádra, který je silně závislý na délce mezery l_m , tvarovém činiteli jádra atd. Tento

bludný kruh rozetneme následujícím způsobem.

Ke stanovení součinitele A_{Lo} (bez vzduchové mezery) feritového jádra z hmoty H22 (a podobných) jsem odvodil jednoduché empirické vztahy. Zhruba platí

$$A_{Lo} = k_1 \sqrt{S} \quad [\text{nH/z}^2; \text{mm}^2] \quad (27),$$

kde $k_1 = 300$ pro jádro E, 500 pro hrníčkové jádra.

Činitel indukčnosti téhož jádra s mezerou l_m odhadneme pomocí rovnice

$$A_{Lm} = A_{Lo} \frac{(1 - \sqrt{l_m})^3}{k_2} \quad (28),$$

v níž l_m dosazujeme v mm a konstantu k_2 volíme podle tab. 7.

Tab. 7

k_2	Jádro
2	tvaru E, střední průřez feritu $S > 100 \text{ mm}^2$
3	$S < 100 \text{ mm}^2$
4	hrníčkové, průřez středního sloupku $S > 100 \text{ mm}^2$
	$S < 100 \text{ mm}^2$

Rovnice (28) platí $0,05 \text{ mm} < l_m$ pro $< 0,7 \text{ mm}$.

V našem případě můžeme předpokládat $S < 100 \text{ mm}^2$. Volíme jádro E, tj. $k_1 = 300$, $k_2 = 3$. Konstanta A_{Lm} po dosazení (27) do (28)

$$A_{Lm} = 100\sqrt{S} (1 - \sqrt{l_m})^3 \quad [\text{nH/z}^2; \text{mm}^2, \text{mm}] \quad (29).$$

Potom při dosazení (29) do (26) a zavedením stejných jednotek

$$\Phi_{\max} = \frac{L_s \Sigma I_{s \max}}{n_s} = \frac{L_s \Sigma I_{s \max}}{\sqrt{S} (1 - \sqrt{l_m})^3}$$

Po úpravě získáváme rovnici pro určení středního sloupku jádra

$$S = \sqrt[3]{\frac{L_s \Sigma I_{s \max}^2 (1 - \sqrt{l_m})^2}{10^4 B^2 \max}} \quad [\text{m}^2; \text{H, A, mm, T}] \quad (31),$$

v níž je automaticky zahrnut i vliv tléky mezery l_m , která je nyní jediným volným parametrem. Bez větších zkušeností můžeme při orientačním návrhu předpokládat mezeru $l_m = 0,3 \text{ mm}$. Vyčíslením (31)

pro $L_s = 120 \mu\text{H}$, $I_{s \max} = 2,2 \text{ A}$, $l_m = 0,3 \text{ mm}$ a $B_{\max} = 0,2 \text{ T}$ vychází průřez $S = 60 \text{ mm}^2$. Sehnal jsem jádro se sloupkem $7,4 \times 7,6 \text{ mm}$, tedy prakticky odpovídající vypočtenému.

Počet sekundárních závitů pro „hlavní“ výstupní napětí

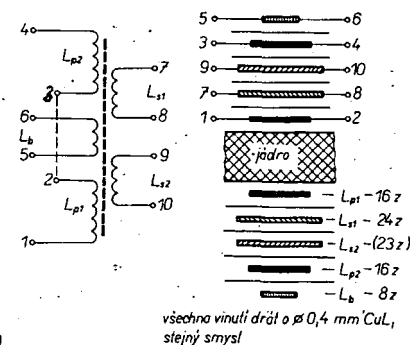
$$n_{s1} = \sqrt{L_{s1}/A_{Lm}} = \sqrt{L_{s1}/[100 \sqrt{S} (1 - \sqrt{l_m})^3]} \quad [z; \text{nH, mm}^2, \text{mm}] \quad (32)$$

je 22. Stejným způsobem vypočtené primární vinutí má 29 závitů. V (32) dosazujeme průřez S užitého jádra. Počet závitů vinutí L_b není kritický. V praxi jej zvolíme tak, aby záporná amplituda $-U_{\text{imp}}$ byla přibližně rovna -3 V . Potom $n_b = n_{s1} \cdot 3/6 = 11$ závitů. Konečně počet závitů pro „doplňkovou hladinu“ bude vzhledem k $U_{s2} = U_{s1}$ a menší ztrátě na diodě D_5 poněkud menší než n_{s1} . Pro jednoduchost optimalizujeme n_{s2} experimentálně tak, aby při jmenovitých zátěžích obou hladin bylo U_{s2} právě rovno 5 V . Kritériem pro správný návrh transformátoru je opět linearita pilovitého proudu ΔI_p primárního vinutím, tentokrát při $U_{n \min}$, $\Sigma I_{z \max}$. Současně musí platit podmínka $T_{a \max} \leq T_{b \max}$. Z navijecího předpisu, obr. 83, je i přes hrubá zjednodušení zřejmá dobrá shoda s vypočtenými údaji.

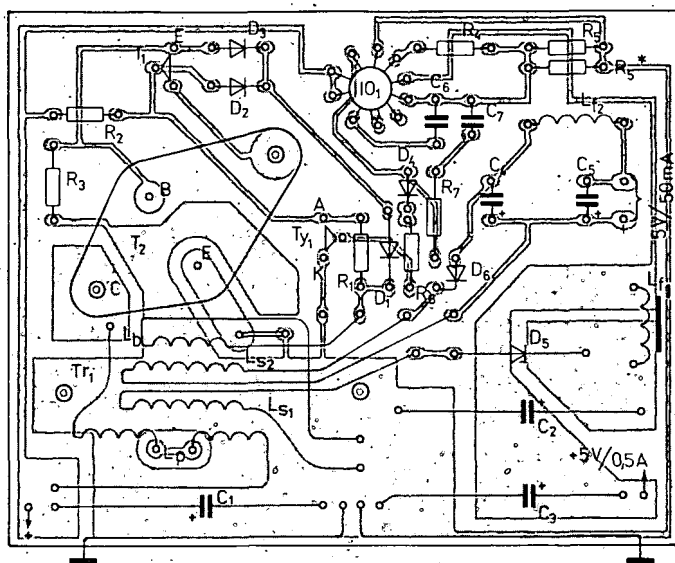
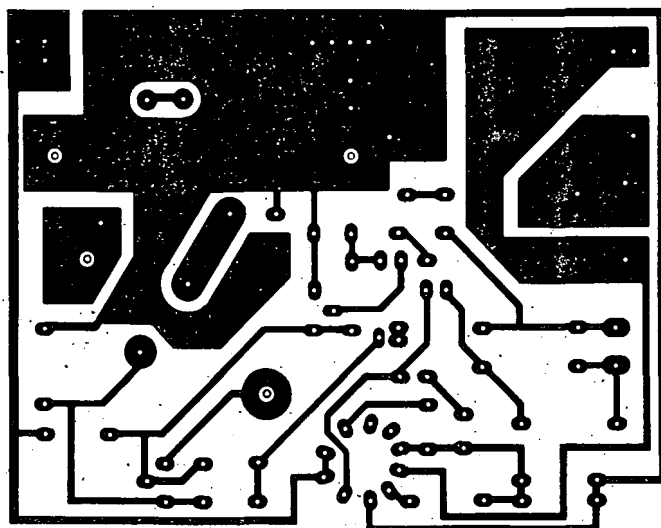
Transformátor byl u vzorku navinut bez kostry, pouze na lepenkovém podkladě. Jednotlivá vinutí jsou vždy v jedné vrstvě vyjma L_p , které je pro dosažení těsné vazby rozděleno do dvou sekcí. Smysl všech vinutí je stejný, zapojení vývodů vyplývá z označení čísly a tečkami.

Vhodná deska s plošnými spoji o rozměrech shodných s předchozí konstrukcí je na obr. 84. Pokud byl správně navržen impulsní transformátor, neměly by s oživením být žádné problémy. Orientační indukčnosti, naměřené na vzorku s mezerou $l_m = 0,3 \text{ mm}$ jsou: $L_p = 200 \mu\text{H}$, $L_{s1} = 110 \mu\text{H}$, $L_{s2} = 92 \mu\text{H}$, $L_b = 30 \mu\text{H}$. Jeden vývod L_{s2} necháme o asi 15 cm delší, než je nutné. Diodu D_5 je třeba upevnit na malý chladič ve tvaru L z plechu Al tloušťky $0,6 \text{ mm}$ o ploše asi 6 cm^2 .

Při ožiování nejprve místo spojek v emitoru T_2 zapojíme malý odpor ($0,1 \Omega$), na kterém můžeme osciloskopem kontrolovat linearitu ΔI_p . Regulátor s jmenovitými zátěžemi I_{z1} , I_{z2} zapojíme na zdroj s elektronickou proudovou pojistkou. Nejprve volbou odporu R_5 nastavíme hlavní výstupní napětí $U_{s1} = 5 \text{ V}$. Potom vybereme odpor R_6 tak, aby napětí na výstupu MAA723 (vývod 6) bylo při pokojové teplotě asi 5 až 6 V . Tím jednak eliminujeme rozptyl parametrů tyristorů, jednak zabráníme vlivu teploty na stabilitu výstupních napětí (je zajištěna linearita regulační smyčky v širokém rozsahu pracovních



Obr. 83. Impulsní transformátor



Obr. 84. Deska s plošnými spoji Q206 a deska osazená součástkami. Všechny odpory TR 151, C₁–TE 984, C₂, C₃–TE 982, C₄, C₅–TE 002, C₆, C₇–keram., Tr₁–ferit E (H22), vnější rozměry 32 × 26 × 7 mm, střední sloupek 7 × 7 mm

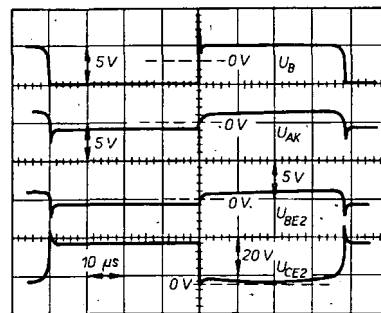
teplot). Dále osciloskopem zkontrolujeme linearitu ΔU_p za všech pracovních podmínek. Bude-li se při U_n min, I_z max exponenciálně zvětšovat sledovaný průběh, je transformátor špatně zhotoven (malá mezera, jiný materiál jádra) – průběh ΔU_p musí být lineární a perioda T_c při $U_n = 10$ V, $I_{z1} = 0,5$ A, $I_{z2} = 50$ mA musí být blízká zvolené (80 μ s). Rozhodující je, aby poměr T_a max/ T_b max ≈ 1 . Je-li vše v pořádku, nahradíme odpor v emitoru T_2 drátovou propojkou a při jmenovitých zatěžovacích proudch nastavíme výstupní napětí U_{s2} , k čemuž musí stačit přidat nebo ubrat jeden závit n_{s2} . Dále ověříme funkci regulační smyčky měřením regulačního napětí na výstupu zesilovače MAA723 (V-metrem) a libovolného impulsního průběhu, např. na anodě diody D_5 . Při konstantní zátěži se U_{reg} mění se vstupním, napájecím napětím. Vzhledem k velké citlivosti konverzního obvodu je při změně U_n od 10 do 14 V odchylka U_{reg} velmi malá, typicky 200 mV. Nárůst U_{reg} odpovídá zvětšení proudu I_a řídící elektrodou tyristoru a tedy zkrácení intervalu T_a . V uvedeném rozsahu změny U_n se při $\Sigma I_z \approx 0,55$ A mění intervaly T_a od 40 do 20 μ s, T_c od 80 do 50 μ s.

Při zvětšování výstupního výkonu (ΣI_z) přes mezí hodnotu se zprvu prodlužuje perioda cyklu a zvětšuje odběr ze zdroje. Současný pokles regulačního napětí U_{reg} znamená i zmenšení řídícího proudu tyristoru. Přiblížením U_{reg} k minimální hodnotě, vyplývající z vnitřní struktury obvodu 723 (typ. +2 V), se narušuje linearita regulační smyčky a výstupní napětí se začíná zmenšovat k nule. Naopak se zmenšujícím se odběrem (podobně jako při zvětšování U_n) se napětí U_{reg} zvětšuje, zkracují se intervaly T_a i T_c , tj. zvyšuje se kmitočet měniče. Při $U_n = 12$ V a změně ΣI_z z 0,55 A na 0,1 A se zvýší kmitočet z asi 12 na 33 kHz.

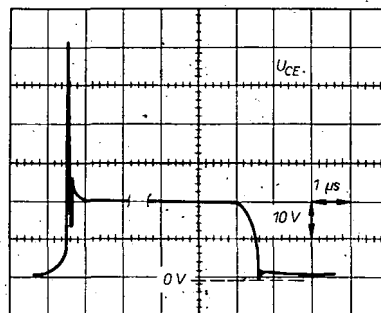
Odchylka hlavního výstupního napětí U_{s1} při $I_{z1} = 0,5$ A a změně $U_n = 10$ až 15 V od jmenovité velikosti je menší než 1 mV. Odpovídající odchylka U_{s2} je zhruba rovna 60 mV. Při U_n min = 10 V, $I_{z2} = k = 50$ mA a změně I_{z1} v rozsahu 0,2 až 0,5 A jsou odchylky $U_{s1} = 20$ mV, $U_{s2} = 0,3$ V.

Napětový překmit výstupních napětí při skokovém připojení U_n je menší než 10 % jmenovitých výstupních napětí. Meziřcholová velikost zvlnění je v každém případě menší než 60 mV.

Energetická účinnost regulátoru je při plném výstupním výkonu přibližně 62 %. Při náhradě D_5 Schottkyho diodou převyšuje 70 %.



Obr. 85. Časové průběhy napětí na buďicím vinutí (U_B), tyristoru (U_{AK}), bázi a kolektoru T_2 při $U_n = 10$ V, $I_{z1} = 0,5$ A



Obr. 86. Detail napětového průběhu U_{CE2} při $U_n = 10$ V, $I_{z1} = 0,5$ A

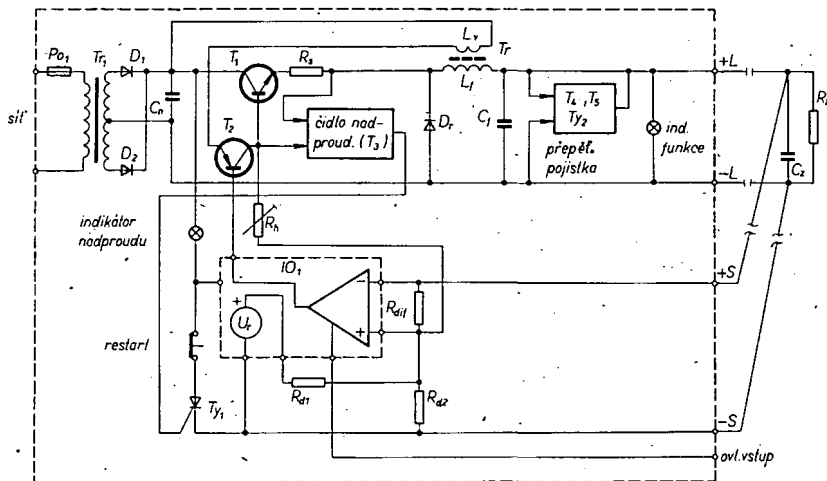
Pro ilustraci jsou na obr. 85, 86 zachyceny rozhodující impulsní průběhy, naměřené na vzorku při U_n min = 10 V, $I_{z1} = 0,5$ A a $I_{z2} = 50$ mA.

Provedení regulátoru vyplývá z fotografie na obálce. Stínicí kryt je zhotoven z plechu Al tloušťky 0,3 mm, v němž je pro lepší chlazení vyvrtáno několik děr o \varnothing 5 mm. Předpokládá se svislá montáž desky s plošnými spoji.

Zdroj 5 V/5 A s propustným měničem

Se zvětšováním výstupního výkonu se, zvláště při regulaci malých napětí, začínají nepříjemně uplatňovat nevýhodné vlastnosti blokujícího měniče. Jak dostatečně osvětlují předchozí konstrukce, padají především na vrub značného poměrného rozkmitu $\Delta I_L \gg I_z$. To pak v praxi znamená velké nároky na polovodičové prvky, rozměry cívek (velké Φ_{max}) a kapacitu filtračních kondenzátorů, rostou i problémy s odrušením. V takové situaci je prakticky nezbytné užít regulátoru s propustným měničem. Ten je konečně velmi výhodný i při regulaci malých výstupních výkonů, především při bateriovém napájení. Umožňuje výrazně prodloužit dobu života baterii právě řádovým zmenšením špičkové amplitudy proudu, odebíraného z napájecího zdroje.

Realizaci a regulaci propustného měniče se budeme zabývat v souvislosti s naší poslední konstrukcí, kterou je zdroj 5 V/5 A, použitelný např. k napájení rozsáhlého zařízení s obvody TTL, nebo jako podstatná část zdrojové sestavy většího mikropočítače. Na tomto místě jsem měl připraven popis regulátoru s konstantním kmitočtem. To, že v průběhu prací vyšlo v [22] prakticky shodné řešení, mě přivedlo k jinému přístupu. Regulátor budeme řešit s proměnným kmitočtem s hysterézou komparátorem, přičemž poukážeme na nedostatky této regulační koncepce. Důvody pro regulaci s $T_c = k$, které literatura buď neuvádí vůbec, nebo ne zcela



Obr. 87. Zjednodušené blokové schéma regulátoru 5 V/5 A

přesně a výstižně, tak vyniknou v plném kontrastu.

Hrubé blokové schéma zdroje je na obr. 87. Galvanické oddělení od síťového rozvodu a sestupná napěťová transformace pro napájení měniče a elektroniky řídicích obvodů je funkcí síťového transformátoru Tr_1 . Ss napájecí napětí U_n je získáváno klasickým dvoucepným usměrněním a jednoduchou kapacitní filtrací (C_n). Řídicí obvody opět využívají IO 723. Jejich jádro tvoří komparátor s vnucenou hystezí, v zásadě odvozanou výhodnou polohy výkonového spínače T_1 , viz odpor R_n . Provozní bezpečnost zdroje i napájeného zařízení zajišťuje dvojice elektronických pojistek (nadproud, přepětí). Činnost zdroje lze v případě potřeby pdmínit externím napěťovým signálem (např. úrovní -5 V u μP systémů). Vzhledem k relativně velkému výstupnímu proudu je užito samostatných rozvodů výkoňové (load) a řídicí (sensor) sekce.

Detailní schéma je na obr. 88. Přejdeme nyní k jeho zdůvodnění, popisu funkce, návrhu řešení a dimenzování kritických součástí.

V tomto případě máme vlastně poprvé možnost optimalizovat velikost napájecího napětí měniče. To je velmi jednoduché a spočívá ve stanovení mezi $U_{n\min}$ a $U_{n\max}$. Jejich odstup může být značně široký, protože na rozdíl od lineárního regulátoru změna ani kolísání U_n nemají podstatnější vliv na energetickou účinnost. Tím se zmenšují jednak nároky na návrh transformátoru, jednak požadavky na kapacitu kondenzátoru C_n .

Prvním krokem praktického návrhu bude určit indukčnost tlumivky L_1 . Je vhodné vycházet z intervalu T_b , obr. 89a. Po zahrnutí napěťového úbytku na rekuperační diodě U_{AK} je

$$L_1 = \frac{U_s + U_{AK}}{\Delta I_L} T_b \quad (33);$$

to znamená, že musíme odhadnout parametry T_b , ΔI_L .

Z hlediska potlačení nepříjemných zvukových efektů, doprovázejících činnost měniče (pištění – magnetostrikce jádra L_1 ap.) je nutno volit pracovní kmitočet měniče nad akustickým pásmem, ale tak, aby se výrazněji nezměnila energetická účinnost. Kmitočet se však u regulátorů s $T_c \neq k$ mění, a to jak s U_n , tak i I_L . To je prvním nedostatkem koncepce, který může být přehlédnut při zhruba konstantním odběru I_L . S ohledem na dostupné součásti je pak vhodným kompromisem volba $T_{c\min} = 1/20$ kHz, odpovídající $U_{n\min}$. Aby bylo možno použít poměrně malý

filtrační kondenzátor, zvolíme raději větší napájecí napětí. Tím eliminujeme vliv zvládnění ΔU_n na okamžitý poměr $T_c : T_a$. Z přibližného vztahu $T_c/T_a \sim U_n/U_s$ volíme odhadem mezní minimální poměr $(T_c/T_a)_{\min} = 3:1$. Pak $T_{b\min} = 33 \mu s$. Pro potlačení přepínacích ztrát měniče volíme jako rekuperační diodu KYW31, která již má být v době vydání tohoto čísla vyráběna. Její napětí U_{AK} odhadneme na 0,6 V (lze použít i diodu KY190). Rozkmit proudu ΔI_L volíme přibližně $2I_{L\max}/10$. Při rezervě, volené s ohledem na činnost nadproudové pojistky (viz dále) $I_{L\max} = 7$ A, uvažujeme $\Delta I_L = 1,4$ A. Dosazením do (33) volíme $L_1 = 130 \mu H$.

Potřebné minimální napájecí napětí $U_{n\min}$ pro poměr $T_c : T_a = 3:1$ můžeme určit z náhradního schématu měniče pro interval T_b , viz obr. 89b. Zde je možno pro indukčnost L_1 psát rovnici

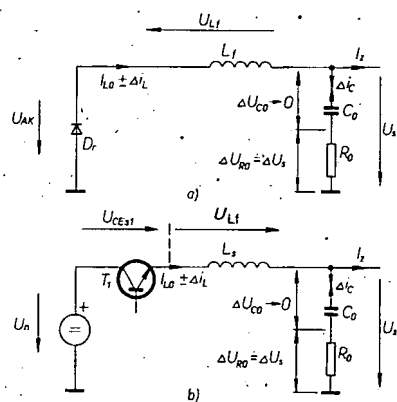
$$L_1 = \frac{U_n - U_{CES1} - U_s}{\Delta I_L} T_a \quad (34).$$

Ze srovnání (33), (34) vyplývá

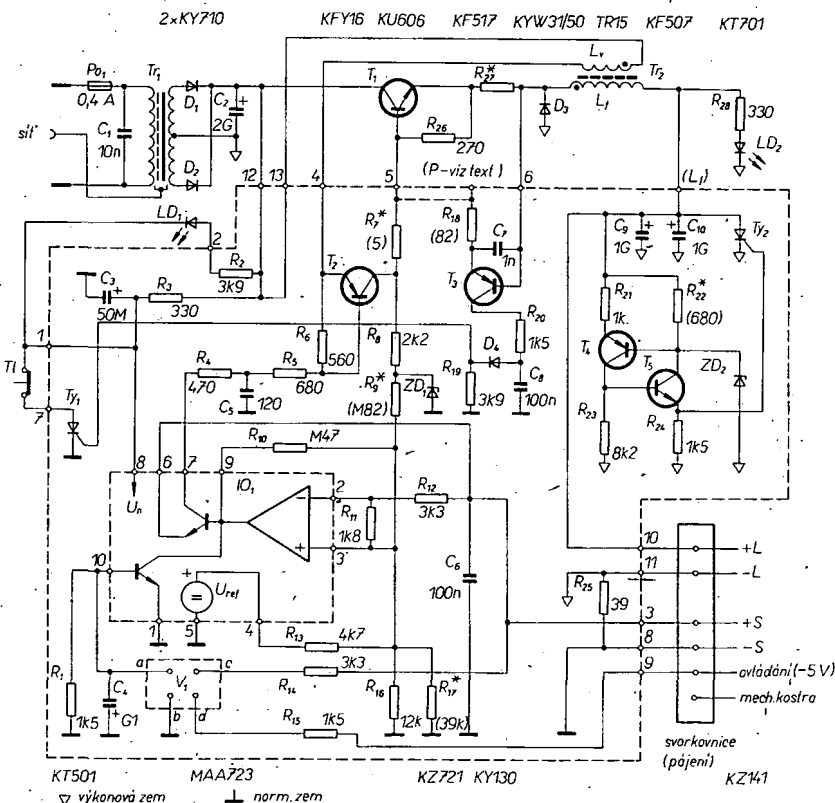
$$\frac{U_n - U_{CES1} - U_s}{U_s + U_{AK}} = \frac{T_b}{T_a} \quad (35),$$

v němž určitou roli hraje napětí U_{CES} spínacího tranzistoru T_1 . Pro minimalizaci přepínacích ztrát (rozpínací doba), které v (35) nejsou zahrnuty, byl z běžně dostupných tranzistorů zvolen typ KU606. Z jeho parametrů vyplývá, že při jednoduchém budicím stupni musíme počítat s poměrně značným $U_{CES} = 3$ V. Z (35) pak vyplývá $U_{n\min} = 19$ V. Měníč může samozřejmě pracovat i s menším napětím. Pak však při zmenšování poměru $T_c : T_a$ se zvyšuje kmitočet a zmenšuje účinnost. Nejmenší možné napájecí napětí můžeme odhadnout z (35) dosazením poměru $T_b/T_a = 1$. Při použití menšího napětí se přesycuje jádro L_1 a lavinově zvětšuje příkon.

Z horní strany ($U_{n\max}$) vyplývá omezení především z parametrů užitých polovodi-



Obr. 89. Náhradní schéma reálného proudového měniče



Obr. 88. Detailní schéma regulátoru 5 V/5 A

čů ($U_{CE\max}$, $U_{KA\max}$) a zvláště MAA723 ($U_{n\max} = 40\text{ V}$), nejsou-li učiněna další opatření. Návrh transformátoru a filtračního členu je tedy třeba vést tak, aby při uvážení změny síťového napětí a zatěžovacího proudu v plném rozsahu nevybočilo napětí U_n z mezí 20 až 40 V. Samozřejmým požadavkem jsou minimální rozměry transformátoru. Pro jeho dimenzování je vhodné alespoň hrubě určit příkon měniče.

Statická výkonová ztráta P_C tranzistoru

$$T_1 \quad P_{C1} \doteq U_{CES1} I_{ZT} = 3.5 \cdot \frac{1}{3} = 5\text{ W},$$

rekuperační diody

$$P_{D1} \doteq U_{AKZ} I_{ZT} = 0.65 \cdot \frac{2}{3} = 2\text{ W}.$$

Jejich přepínací ztráty, včetně ztrát tlumivky L_1 (ztráty ve vinutí, rozptylové pole...) a usměrňovacích diod odhadneme na 5 W.

Celkové ztráty měniče

$$\Delta P_m \doteq 5 + 2 + 5 = 12\text{ W},$$

příkon měniče

$$P_{vst} \doteq \Sigma P_m + P_{vst} = 12 + 25 = 37\text{ W}.$$

Vzhledem k účinnosti vlastního transformátoru musíme počítat s minimálním příkonem kolem 40 W, podle něhož určíme vhodné rozměry jádra.

Stanovme nyní potřebnou kapacitu kondenzátoru C_1 výstupního filtru. V teoretické části jsme se podrobněji zabývali vlivem náhradních parametrů elektrolytického kondenzátoru, především prvků C_0 , R_0 na zvlnění výstupního napětí. Zjednodušeně platí

$$\Delta U_{s(t)} \sim \frac{\Delta i_c T_c}{2C_0} + \Delta i_c R_0 \quad (36).$$

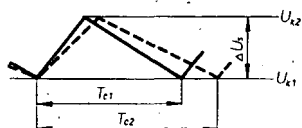
První člen výrazu vyjadřuje podíl zvlnění, vyplývající z nabíjení kondenzátoru C_0 proudem I_{ZT} , $I_{ZT\min} = \Delta U_{s(t)}/2 = \Delta i_c/2$. Druhý postihuje zvlnění, vyplývající z napětového úbytku na R_0 , vytvářeného pilovitým proudem Δi_c .

Pokud je hodnota prvního zlomku výrazně menší než druhého, má zvlnění $\Delta U_{s(t)}$ přibližně pilovitý průběh. Minimální kapacitu C_0 můžeme určit z jednoduchého vztahu, odvozeného z (36) pro požadované zvlnění a jmenovitý výstupní proud

$$C_{1\min} \doteq \frac{3\Delta i_c T_c}{\Delta U_s} \quad (37),$$

v našem případě pro $\Delta U_s < 0.1\text{ V}$ je $C_{1\min} = 2000\text{ }\mu\text{F}$. Rozhodující podíl na průběhu zvlnění (strmosti úseků $\Delta U_{s(t)}$) pak má volba typu elektrolytického kondenzátoru. Experimentálně byla jako vhodná kombinace vybrána dvojice TE 982, 1000 $\mu\text{F}/10\text{ V}$.

Rídící sekce je tvořena hysterezním komparátorem. Je podstatné uvědomit si, že na dobu trvání pracovního cyklu (kmitočtu) měniče se podstatnou měrou podílí již výstupní filtr LC_1 – to vyplývá z vyhodnocení strmostí $\Delta U_{s(t)}$ hysterezním komparátorem (obr. 90). Primitivní řídicí obvody, jež nemají vlastní časovací jednotku a jejichž je právě hysterezní komparátor typickým představitelem (jako časovací prvek slouží přímo výstupní filtr LC_1), mají



Obr. 90. Vliv změn strmosti du_s/dt na periodu pracovního cyklu

dva zásadní a zpravidla přehlížené nedostatky:

a) Zvlnění výstupního napětí ΔU_s nemůže být menší, než určitá mezní velikost. To proto, že strmost zvlnění du_s/dt při konstantní hysterezi komparátoru přímo určuje kmitočet měniče. Zmenšení strmosti (při kvalitnějších výstupních filtrech) má za následek prodloužení periody T_c . Na druhé straně nelze z hlediska bezpečné funkce řídicí sekce volit hysterezi komparátoru menší než několik desítek mV.

b) Kmitočet měniče ovlivňují nepříznivě (snižují) i doplňkové filtrační kondenzátory, užívané pro blokování napájecího rozvodu přímo v napájeném zařízení.

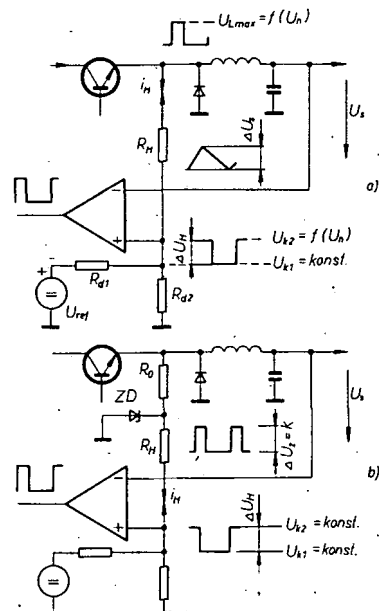
I když se v praxi mohou tyto jednoduché řídicí obvody s úspěchem používat až do výstupních výkonů řádu desítek W, je vždy nutno uvedená fakta zvážit, případně podniknout dodatečná opatření.

Regulační smyčka našeho zdroje pracuje v principu takto: V intervalu T_b se výstupní napětí a tím i úroveň na invertujícím vstupu komparátoru prakticky lineárně zmenšuje ke spodní prahové úrovni. Hystereze komparátoru je zajišťována skokovou změnou základní referenční úrovně na neinvertujícím vstupu, nastaveném děličem R_{13}/R_{16} , R_{17} . Základní hysterezní složku tvoří proud, procházející odporem R_9 . Jeho smysl i velikost závisí na okamžitém stavu měniče. V intervalu T_b teče proud ze strany neinvertujícího vstupu, je definována spodní prahová úroveň komparátoru. Jakmile bude splněna podmínka $U_s < U_{K1}$, komparátor překlápí. Důsledkem je skokové sepnutí výkonového spínače T_1 , výstupní (regulační) napětí se začíná lineárně zvětšovat k nyní definované horní prahové úrovni U_{K2} (změnil se smysl proudu I_{R9}). Po dosažení prahu $U_s > U_{K2}$ se cyklus opakuje. Pro určité U_n , I_{ZT} lze odstupem obou prahových úrovní (odporem R_9) definovat dobu pracovního cyklu T_c .

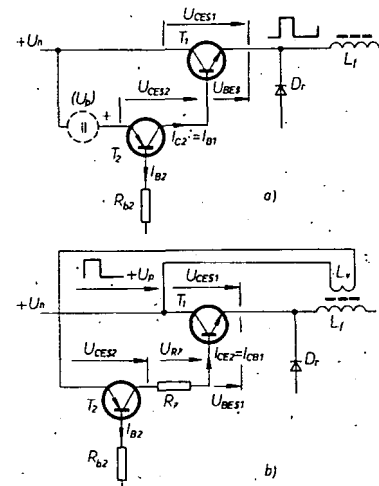
Ke zlepšení strmosti hran impulsů, budících výkonový spínač, je užito několika drobných úprav. Především je to autonomní hysterezní smyčka komparátoru (odpor R_{10}), nezávislá na smyčce hlavní. Potlačuje nebezpečí zakmitání komparátoru při změně prahové úrovně, vyplývající z reakčního zpoždění výkonových prvků a napětových překmitů na L_1 . Stejný smysl má i zpožďovací člen R_4 , C_5 , R_5 .

Neobvyklou stabilizaci rozkmitu napájecího vztažného impulsu, od kterého je odvozena hystereze komparátoru (ZD_1), osvětluje obr. 91. Při klasickém řešení, obr. 91a, je hystereze úměrná napájecímu napětí. Při napájení měniče z měkkého zdroje U_n se proto mění jak se síťovým napětím a zvlněním U_n , tak s I_{ZT} . Je zhruba lineárně závislá i strmost nárustu du_s/dt . Důsledkem je prakticky konstantní interval T_a . Proto se kmitočet měniče s U_n snižuje, zvlnění ΔU_s roste. Při stabilní amplitudě vztažného impulsu, obr. 91b, dochází se změnou U_n pouze k odpovídající změně strmosti du_s/dt a tím i du_s/dt . Hystereze komparátoru se však nemění. To znamená, že doba intervalu T_a je nepřímo úměrná U_n , změna $T_c = f(U_n)$ je malá. Prakticky konstantní zůstává i zvlnění ΔU_s . Úprava hysterezní smyčky tedy znamená z hlediska změn U_n přiblížení k regulaci s konstantním kmitočtem.

Použití běžné dostupného výkonového tranzistoru KU606 (n-p-n) přináší určité problémy s jeho výkonovým buzením. Při požadavku jednoduchého budícího stupně je výhodné využít doplňkového tranzistoru (p-n-p), který může mít malou vlastní výkonovou ztrátu ($U_{CES2} \rightarrow 0$). Nedostatkem klasického zapojení, obr. 92a je to, že při sepnutém T_1 je napětí U_{CES2} budiče omezeno na velikost $U_{CES1} - U_{BE1}$. Budící



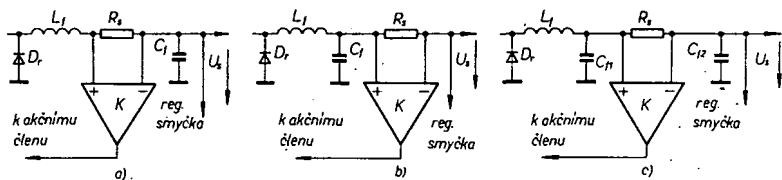
Obr. 91. Stylizované klasické (a) a modifikované uspořádání (b) hysterezního komparátoru



Obr. 92. K náhradě zdroje pomocného napětí U_p vazebním vinutím na akumulaciční tlumivce

tranzistor T_2 pracuje v blízkosti saturačního režimu („triódová oblast“ výstupních charakteristik). Důsledkem je omezování budícího proudu T_1 a potřeba velkého proudu I_{B1} . Nedostatek může být kompenzován např. pomocným zdrojem U_p , viz obr. 92a čárkováně, který zajistí posuv kolektorového napětí $U_{CES2} = U_p + U_{CES1} - U_{BE1}$ do „pentodové“ oblasti. Praktickým ekvivalentem takového řešení je upravený budící obvod na obr. 92b. Na pomocném vinutí L_v akumulaciční tlumivky se v intervalu T_a indukuje kladný napětový impuls, nahrazující zdroj U_p . Sériový odpor R_7 omezuje proud I_{B1} a může být současně využit jako snímací odpor pro měření, bazového proudu. Touto cestou se u vzorku, prakticky bez potřeby jakýchkoli součástí, zmenšila výkonová ztráta T_1 o přibližně 4 W.

Přejdeme k řešení doplňkových obvodů (pojistek), která vycházejí z následujících hledisek. To, že některá pojistka zareagovala, znamená, že byly překročeny mezní výstupní parametry, lhostejno z jaké příčiny. O tomto stavu by v každém případě měla být uvedomována obsluha zařízení. Proto jsou obě pojistky řešeny jako nevratné. Zdroj vypne a bez vnějšího



Obr. 93. Možné umístění snímacího odporu nadproudu

zásahu není schopen svoji funkci obnovit.

Přepětová pojistka by neměla mít příležitost uplatnit se prakticky nikdy. Výstupní napětí se může zvětšit nad $U_{s\max}$ při havarii zdroje buď pozvolna nebo skokově. Nejhorším případem je zřejmě přímý zkrat kolektor–emitor výkonového spínače. K základním požadavkům na pojistku by proto měl patřit vlastní zdroj referenčního napětí a co největší rychlost reakce. Rychlost odezvy tyristoru, který je užít jako akční člen, závisí v první řadě na amplitudě budicího impulsu. Proto byl použit osvědčený spouštěvý obvod s lavinovým tranzistorovým komparátorem (T_4 , T_5) a vlastní stabilizační diodou ZD_2 . Tyristor zkratuje při překročení $U_{s\max}$ výstupní svorky zdroje. Předpokládáme-li, že přepětí vzniklo v důsledku průrazu T_1 , zvětšuje se několiknásobně příkon zdroje a mžikově se přepálí pojistka PO_1 a zhasne dioda LD_2 (Funkce).

Nadproudová pojistka může naopak reagovat velmi často. Pak je, zvláště při vývojové práci nebo opravách užitečné, aby bylo přetížení zdroje signalizováno samostatným indikátorem a aby bylo možno zdroj opětovně nastartovat bez výměny pojistky: k tomu slouží dioda LD_1 (Nadproud) a tlačítko TI_1 (Restart).

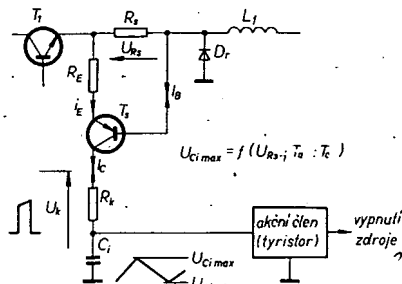
Klasické a lze říci i nejlepší řešení nadproudové pojistky je na obr. 93. Nadproud se vyhodnocuje z napětového úbytku na sensorovém odporu R_s ve smyčce výstupního proudu. Pro minimalizaci výkonové ztráty na odporu R_s je výhodné použít komparátor s operačním zesilovačem. U levných zdrojů se však z ekonomických důvodů běžně používají tranzistory, mnohdy i germaniové.

Podstatnou výhodou klasické pojistky, zvláště obr. 93 b, c, je praktická nezávislost reakčního proudu I_p na změnách U_n a užité regulační metodě.

Senzorový obvod R_s může být v zásadě zapojen také do napájecí proudové smyčky. Tak je např. řešena pojistka v příkladech využití obvodu TL497, obr. 51 až 53. Můžeme odvodit, že v takovém případě je vyhodnocován $I_{L\max}$ pouze v průběhu aktivního intervalu (T_a) pracovního cyklu měniče. To je výhodné, protože výkonová ztráta na odporu R_s se redukuje s poměrem T_a/T_c a funkce výstupního filtru není ničím ovlivňována. Na druhé straně je však zřejmé, že reakce pojistky nezávisí pouze na velikosti výstupního proudu, ale také na použité regulační metodě a zvláště na velikosti napájecího napětí U_n . Přitom je nevýhodný i průběh změny citlivosti pojistky, která roste s U_n . Takové řešení může být proto použito pouze při napájení regulátoru z přibližně konstantního zdroje napětí, příp. při možnosti volby $I_{p\max} \gg I_{z\max}$. To je však nevýhodné z hlediska dimenzování měniče, nehledě na to, že pojistka pak degeneruje na ochranný obvod proti přímému zkratu výstupních svorek.

Další někdy užívanou možností je ovládat pojistku nepřímo vyhodnocením poměru T_a/T_c , v praxi nepřímo úměrného U_n . Pak bude mít změna citlivosti pojistky opačný smysl – se zmenšením U_n se pojistka stává citlivější.

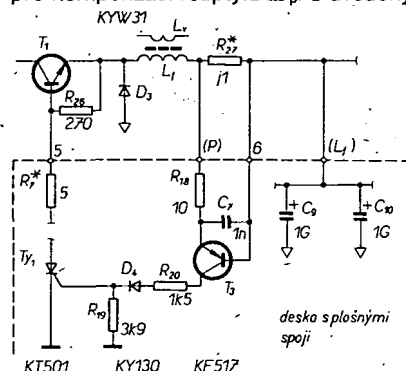
Teoreticky kompromisní řešení, potlačujícího vliv U_n na I_{zp} by mohlo být



Obr. 94. Základní schéma pojistky neobvyklého řešení

dosaženo kombinací obou předchozích metod.

Pro zajímavost jsem se pokusil vyřešit obvod pojistky, potlačující vliv U_n na I_p (obr. 94). Na snímacím odporu R_s vzniká v intervalu T_a špičkový napětový úbytek $U_{Rs\max} = R_s I_{L\max}$, rostoucí s U_n , I_z . Snímací tranzistor pracuje jako proudové buzení (R_s) impulsní zesilovač. Velikost napětového impulsu na jeho kolektoru v intervalu T_a je přímo úměrná špičkové hodnotě U_{Rs} . Člen $R_s C_1$ tvoří integrační členek. Napětí na řídicí elektrodě tyristoru se proto v intervalu T_a „pilovitě“ zvětšuje od určité počáteční hodnoty. K ní naopak klesá v průběhu intervalu T_b , kdy je přechod kolektor–báze tranzistoru polarizován v propustném směru. Vrcholová hodnota integrovaného napětí U_{ci} je proto úměrná jednak velikosti napájecího napětí (U_n), jednak poměrně širce budicího impulsu T_a/T_c , která je napájecím napětí úměrná nepřímo. Je patrné, že vykompenzování nežádoucí závislosti $I_p = f(U_n)$ směrem k nule při tomto jednoduchém řešení narušuje pohyblivá složka $U_{ci\min}$. S tímto problémem, stejně jako s teplotní závislostí pojistky (především v důsledku vlivu teploty na U_{AK} -rekuperační diody) jsem se již nezabýval, protože smysl pojistky, zahrnuté do celkového schématu, obr. 88, je pouze demonstrační. Další zlepšování je neekonomické. Stojí za to, věnovat chvíli času – „pohrát“ si s uvedeným obvodem: na desce s plošnými spoji je nutno propojit sousední vývody odporů R_7 , R_{18} , což je ve schématu znázorněno čárkovaně. Schéma zachycuje i další možnost, jak omezit ztrátu na odporu R_s , vyplývající z využití napětí U_{BE} výkonového tranzistoru. Ovládací napětí pro snímací tranzistor T_3 je rovno součtu $U_{BE1} + U_{Rs}$. To je ovšem opět nevýhodné pro kompenzaci rozptylu ΔU_p . S uvedeným



Obr. 95. Úprava nadproudové pojistky

mi součástkami bylo na vzorku dosaženo $I_{p\min} = 7\text{ A}$ (190 V), $I_{p\max} = 7,7\text{ A}$ (240 V).

V konečné verzi samozřejmě použijeme klasické zapojení pojistky (obr. 95). S potřebnou jednoduchou úpravou se již na desce se spoji počítá: pouze se odstraní provizorní spoj $R_7 - R_{18}$, R_{18} se nahradí odporem $10\ \Omega$, odstraní se kondenzátor, C_8 a přemístí snímací odpor R_{27} . Reakci pojistky nastavíme volbou odporu R_{27} tak, aby reagovala při $I_z = 6\text{ A}$. Tomu odpovídá přibližně

$$R_s = U_{BE3}/I_p = 0,6\text{ V}/6\text{ A} = 0,1\ \Omega.$$

Při nadproudu nebo přímém zkratu zátěže sepne tyristor T_1 , čímž se skokově zmenší napájecí napětí obvodu MAA723, je zajištěn trvale nevodivý stav tranzistoru T_1 . Vypnutí zdroje signalizuje LD_2 (Nadproud). Stiskem rozpnacího tlačítka TI_1 (Restart) se zdroj uvede do běžné činnosti. Pokud trvá nadproud, pojistka znovu vypne. Případný trvalý přímý zkrat na výstupu zdroje přeruší PO_1 , která bezpečně jisti zdroj i v tomto mezním případě.

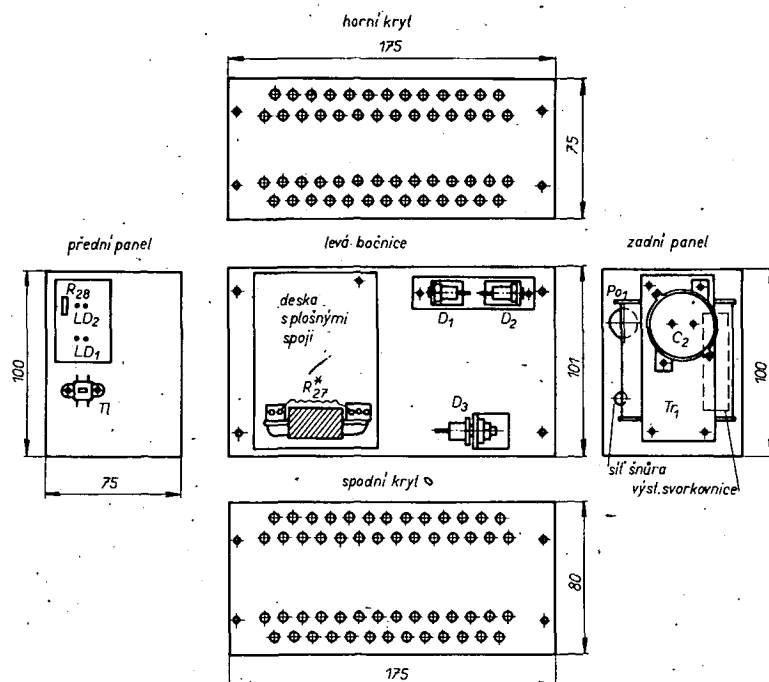
Vhodným doplňkem napájecího zdroje je obvod, podmiňující jeho funkci externím napětím. To je potřebné i při použití zdroje ve složitější zdrojové sestavě. Např. u μP systémů je nutné, aby celý zdroj přestal pracovat, dojde-li k výpadku pomocného napětí (typ. -5 V). Pro jednoduchost je užito ovládání vstupu inhibit (vývod 10) obvodu 723. Při zapnutí zdroje je na bázi T_{inh} nulové napětí. Jsou-li propojky na desce s plošnými spoji zapojeny tak, že jsou spojeny špičky a , c , d , zaručuje děliče R_{14} , R_{15} při existenci napětí -5 V na ovládacím vstupu (svorkovnice zdroje) nevodivý stav tranzistoru T_{inh} a zdroj pracuje normálně. Při zkratu nebo rozpojení přívodu ovládacího napětí -5 V však tranzistor T_{inh} sepne a blokuje funkci zdroje. Pokud má být zdroj užíván samostatně, propojíme na voliči V_1 vývody a , b .

Z hlediska výsledných parametrů a funkce regulátoru je důležité i konstrukční řešení, jež souvisí s problematikou odrušení. Při výstupních výkonech řádu desítek W je třeba dodržovat tyto hlavní konstrukční zásady: a) omezit rozptylové pole transformátorů a tlumivky, v mezních případech je stínit, b) rozmístit kritické výkonové součásti tak, aby bylo možno použít krátké spoje bez indukčních smyček, což platí i pro výstupní rozvody, c) omezit na minimum vyzařovací plochy, což v praxi znamená montovat výkonové spínače přes izolační podložku na zeměnní chladič, d) elektrostaticky stínit celý zdroj, e) na základě praktického měření zdroj odrušit.

Rada uvedených zásad automaticky vyplývá z požadavku dosáhnout co nejmenších rozměrů zdroje. Konstrukce zdroje z titulu strany je zřejmá z obr. 96.

Rozměrově podstatnou součástí je v každém případě síťový transformátor, který u vzorku zabírá prakticky polovinu zdroje (dvojitě jádro C, průřez sloupku je $30 \times 10\text{ mm}$). Mezi primárním a sekundárním vinutím je měděná stínící fólie, uzemněná na ochranný kolík síťové zástrčky. Sekundární vinutí je z drátu o $\varnothing 0,8\text{ mm}$ CuL. Bližší specifikace nemá smysl – každý zřejmě použije takové jádro, jaké sežene.

Klíčovým problémem je tlumivka L_1 , tj. vlastně transformátor TI_2 . Již z faktu, že špičkový proud $I_{L\max}$ je prakticky stejný jako výstupní proud I_z vyplývá, že potřebný průřez feritového jádra (na jednotku výkonu) může být podstatně menší, než tomu bylo u konstrukcí s blokujícími měniči. Odhadneme-li potřebný objem vzduchové mezery podle vztahu



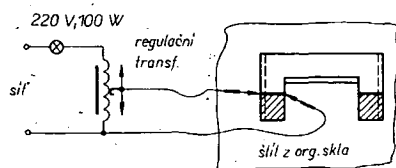
Obr. 96. Mechanická sestava regulátoru

$$S_{lm} \geq \frac{\mu_0 L_1 I_{z, \max}^2}{B_{\max}^2} \quad (38)$$

bude za předpokladu dvojnásobného přerušení jádra ($I_m/2 = 0,3$ mm), $L_1 = 130 \mu\text{H}$, $I_{z, \max} = 5$ A, $B_{\max} = 0,2$ T potřebný průřez jádra přibližně

$$S = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 130 \cdot 10^{-6} \cdot 5^2}{4 \cdot 10^{-2} \cdot 0,6 \cdot 10^{-3}} \approx 170 \text{ mm}^2$$

Jádro musí být značně robustní, protože pro minimální ztráty ve vinutí volíme velký průřez navíjecího drátu. Z hlediska rozptýlu by bylo ideální jádro hrníčkové, které se mi však nepodařilo sehnat. Jako improvizaci jsem použil jádro U z vadného horizontálního transformátoru TVP Dajana, jež má vyhovující průřez. Protože je však zbytečně velké, upravil jsem jednu jeho polovinu do tvaru I (obr. 97): měkkou tužkou se nejprve po obvodu jádra v místě, kde se má oddělit, vyznačí kružnici. Do jejích protilehlých bodů se vpichem hrotů (stačí měřicí) zavede proud z regulačního transformátoru, jehož výstupní napětí zvolna zvětšujeme. Je prakticky nezbytná spolupráce dvou osob – jedna reguluje napětí, druhá drží hroty. Jakmile přeskóčí po obvodu feritu obloukovitě, hroty odpojíme. Intenzivním místním ohřevem se ferit „přetrhne“. Celou operaci je třeba sledovat přes ochranný štít. Ostrými žhárými úlomky by jinak mohlo dojít ke zranění obličej, zvláště očí! Opatrnost je nutná i vzhledem k práci se síťovým napětím. Plochy v místech zlomu lze začistit na hrubé kotoúčové brusce. Jako



Obr. 97. Úprava feritového jádra

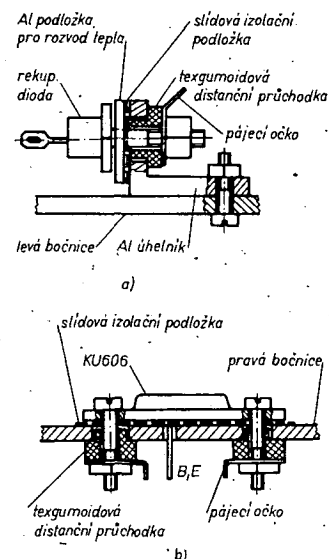
stýčnou plochu jádra v oblastech mezery však s výhodou užijeme původní rovnou stranu (obr. 98). Ke stažení jádra jsem použil svorník, zhotovený z mosazného drátu o $\varnothing 3$ mm, závitů M3 na jeho koncích je tlumivka upevněna k desce s plošnými spoji. Navíjecí předpis je na obr. 98. Počet závitů n_1 pro požadovanou indukčnost vyplývá ze změřené konstanty A_L . Počet závitů vazebního vinutí L_v vyplývá z rovnice

$$n_v = \frac{U_p}{U_n - U_{CES1} - U_s} n_1 \quad (39)$$

n_v volíme přibližně tak, aby při $U_{n, \min}$ bylo U_p 4 až 5 V. Vinutí Tr_2 nemají kostřičku. Na díl U feritu byl do původních bočních drážek nasazen svorník a společně s pomocnou destičkou pro uchycení vývodů upevněn k jádru ovinutím několika závitů černé izolepy. Na tomto podkladu je vinutí L_1 , které zpevní uchycení destičky s vývody. Přes prokladovou vrstvu se pak navine cívka L_v . Po zapojení vývodů do pájecích očíek jsem opět celé vinutí obandážoval izolepou. Po stažení jádra s nastavenou mezerou zbývá zkontrolovat indukčnost L_1 .

Základem mechanické konstrukce vzorku je přední a zadní panel z duralového plechu o rozměrech $100 \times 75 \times 10$ mm. Všechny ostatní mechanické díly jsou upevňovány šrouby do závitů v bočních stěnách obou panelů. K zadnímu panelu, obr. 96, je svorníky upevněn síťový transformátor. Na panelu je pouzdro síťové pojistky Po_1 a svorkovnice výstupního rozvodu (+L, -L, +S, -S, ovl.). Na předním panelu jsou obdobně uchyceny indikátory LED (Funkce,

Obr. 98. Navíjecí předpis Tr_2 ($n_1 = 18$ z, $\varnothing 1,5$ mm CuL, n^2 – podle Tr_1 , viz vztah (39), \varnothing drátu 0,8 mm CuL)



Obr. 99. Detaily montáže Tr_1 a D_3 k bočnicím

Nadproud) a tlačítko (Restart). Rozměrný filtrační kondenzátor C_2 je upevněn k držáku Tr_1 .

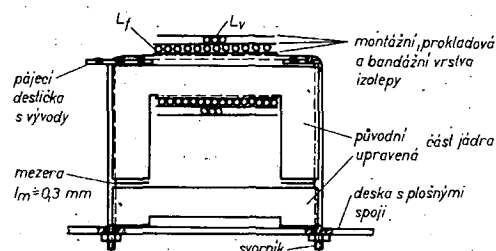
Levou i pravou bočnici tvoří duralové plechy 175×101 mm tloušťky 2,5 mm. K levé bočnici je distančními sloupky připevněna deska s plošnými spoji včetně Tr_2 . Magnetická pole Tr_1 , Tr_2 jsou vzájemně kolmá. Bočnice je využita i jako chladič rekuperační diody. Detail upevnění D_3 je na obr. 99a. Prostoru pod Tr_1 je využito k montáži usměrňovacích diod D_1 , D_2 , opatřených chladiči. Na pravé bočnici je opět izolovaně (obr. 99b) upevněn tranzistor KU606.

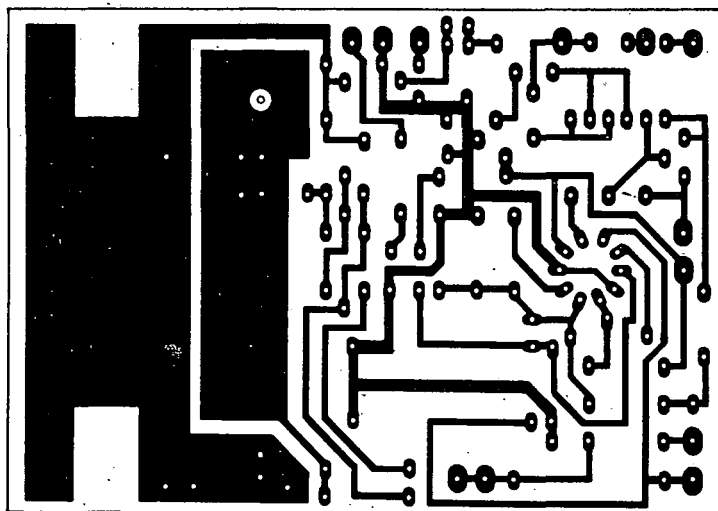
Sestava bočnic a panelů tedy tvoří současně mechanickou kostru, chladič výkonových prvků a podstatnou část stínění zdroje. Účinný stínicí kryt však vzniká teprve po našroubování horního a spodního krycího plechu. Oba jsou opatřeny větracími otvory, zajišťujícími dobré chlazení.

Desku s plošnými spoji, obr. 100, nejprve osadíme dutými nýtky na vývodech a pak osadíme součástkami kromě odporů R_9 , R_{17} . Všechny odpory jsou typu TR 151 kromě R_3 – TR 154. Jako R_7 byla u vzorku užita kombinace $2 \times 10 \Omega$, TR 151. Kondenzátory jsou vesměs keramické polštářky, elektrolytické kondenzátory jsou C_3 – TE 986, C_4 – TE 984, C_9 , C_{10} – TE 982.

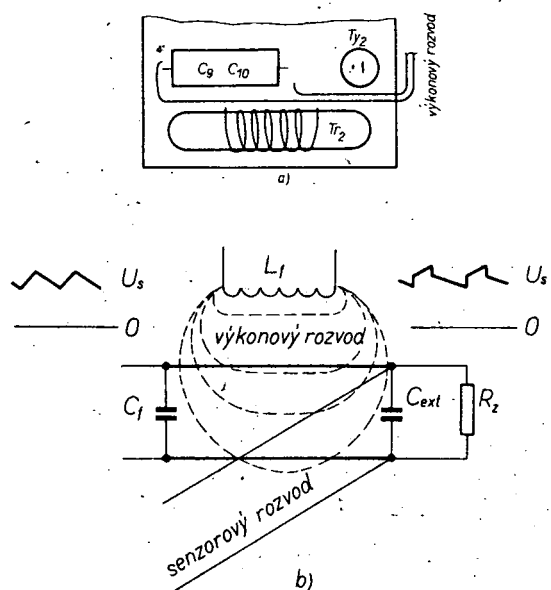
Při ožiování je vhodné nejprve nastavit obvod přepětové pojistky. Na vývody 10, 11 připojíme laboratorní ss zdroj s elektronickou proudovou pojistkou. Jeho výstupní napětí zvolna zvětšujeme od nuly a sledujeme, kdy sepne tyristor Ty_2 . To indikuje pojistka nebo proud externího zdroje. Případnou úpravou R_{22} nastavíme bod reakce pojistky na asi 5,4 až 5,6 V. Pro další práci zatím pojistku vyřadíme z činnosti zkratováním emitoru T_4 na „zem“.

Dále zapojíme celý regulátor, kromě





Obr. 100. Deska s plošnými spoji Q207 a deska, osazená součástkami



Obr. 101. a) Vývod U_s z prostoru desky s plošnými spoji, b) vliv rozptylového pole na $\Delta U_{s(1)}$

usměrňovacích diod a Tr_1 . K napájení v této fázi opět použijeme laboratorní zdroj, tentokrát s $U_n = 25$ V, pojistkou nastavenou na 1 až 2 A. Délky vývodů z desky (k Tr_1 , D_3 ap.) zatím nejsou kritické. Důležité je však vést silové vývody L z desky podle obr. 101a, tj. těsně vedle sebe, po desce, v co největší vzdálenosti a rovnoběžně vzhledem k jádru Tr_2 . Důvodem je blízkost vzduchové mezery (rozptylové pole) a tím možnost indukce rušivých napěťových impulsů do smyčky výstupního (i senzorového) rozvodu, obr. 101b.

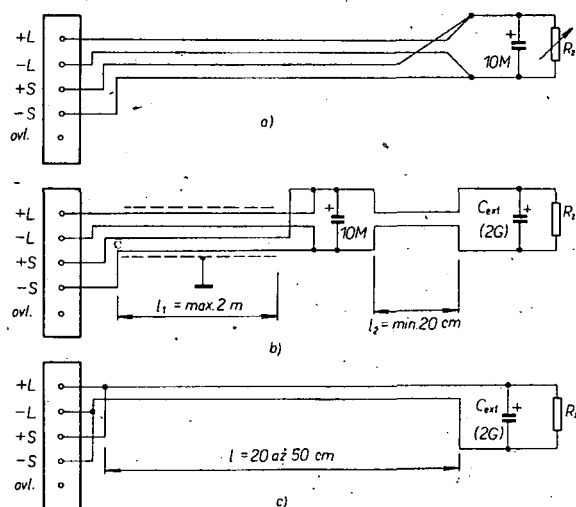
Při ožiování spojíme paralelně špičky a , b voliče V_1 – činnost regulátoru nepodmiňujeme žádným externím signálem. Pokud nemíníme experimentovat s nadproudovou pojistkou, zapojíme ji podle obr. 95. V takovém případě vyhoví na pozici T_3 jakýkoli tranzistor p-n-p. Odpor R_{27} zatím nahradíme přímým zkratem. Je vhodné počítat s jeho umístěním na pájecí destičce Tr_2 (obr. 96).

Jako zátěž je pro ožiování nevhodnější posuvný drátový odpor asi $6 \Omega/10$ A. Výkonové přívody k zátěži (+L, -L) dimenzujeme tak, aby úbytek na vedení nebyl větší než 0,2 V. Při ožiování můžeme užít klasického zapojení senzorového rozvodu, obr. 102a. Všechny vodiče vedeme těsně vedle sebe, délka max. 1 m.

Po pečlivé kontrole zapojení nastavíme $R_z = 5$ až 6Ω a připojíme napájecí napětí. Při správných součástkách musí regulátor pracovat na první zapnutí: svítí indikátor funkce, na výstupních svorkách je napětí větší než 5 V, nezávislé na změnách U_n , I_z v malých mezích a odběr z externího zdroje je v relaci $I_n = 1,4 \cdot \frac{U_s}{U_n} I_z$. Osciloskopem zkontrolujeme, má-li impuls na pomocném vinutí akumulární tlumivky (L_v) v intervalu T_s kladnou polaritu – v opačném případě je třeba změnit smysl jednoho z vinutí. Po odstranění případných závad lze připojit Tr_1 .

V této fázi je výhodné napájet Tr_1 přes regulační transformátor a W-metr. To umožňuje pohodlně ověřit funkci zdroje i přímo čist příkon za všech vstupně/výstupních podmínek.

Zdroj, kompletně zapojený podle schématu, připojíme na síťové napětí. Zatěžovací proud postupně zvětšujeme až na 5 A. Do vhodného místa (např. katoda D_3)

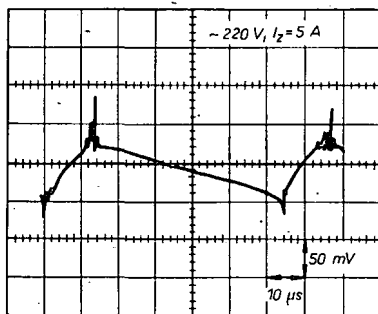


Obr. 102. Varianty rozvodu výstupního napětí

připojíme osciloskop a zkontrolujeme kmitočet měniče. Musí být velmi vysoký, typicky 40 kHz, protože zatím není zapojena hlavní hysteretzní smyčka (odpor R_9). Nejprve však volbou odporu R_{17} nastavíme na svorkách zatěžovacího odporu přesně 5 V. Dále upravíme kmitočet měniče volbou odporu R_9 . Celkový příkon ze zdroje přitom nesmí být větší než 40 W. Pracuje-li regulátor v plném rozsahu vstupních napětí (190 až 240 V) a výstupního proudu 2 až 5 A naprosto spolehlivě, lze nastavit nadproudovou pojistku. Volbou R_{27} (odporový drát) nastavíme reakci pojistky přibližně na 6 A.

Po odstranění zkratu v emitoru T_4 lze přistoupit ke konečné montáži (zkrátíme a vyvážíme přívody z desky do forem a sešroubujeme mechanické díly). Z hlediska odrušení zdroje je důležité, aby mechanická kostra a stínící fólie síťového transformátoru byly společně propojeny buď na ochranný kolík síťové zástrčky, nebo uzemněny. To je ostatně nutné i z bezpečnostního hlediska (ochrana nulováním, zemněním). Kondenzátor C_1 v primárním vinutí Tr_1 dimenzujeme na 1 kV.

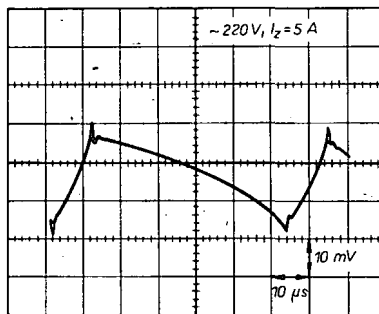
Již na počátku článku jsme se zmínili, že regulátor s hysteretzním komparátorem má určité nečnosti, které se projevují zvláště při takovém zapojení senzorového rozvodu, jaké právě užíváme. Externí kapacity, představované blokovacími kondenzátory v napájeném zařízení způsobují snížení pracovního kmitočtu měniče. Na činnost měniče mají negativní vliv i rychlejší změny zátěže. A konečně, amplituda i dynamický průběh zvlnění $\Delta U_{s(t)}$ jsou prakticky nevyhovující (obr. 103). Pro



Obr. 103. Amplituda zvlnění U_s se prakticky nemění ani s U_n ani s I_z (zapojení podle obr. 102a)

zlepšení funkčních vlastností regulátoru lze užít dvou základních modifikací výstupního rozvodu. První je účelná v případě potřeby delšího přívodu k napájenému zařízení. Vedení (obr. 102b) musí být stíněné, s bohatě dimenzovanými výkonovými přívody. V napájeném zařízení, již za bodem spojení sekcí L, S, ponecháme úsek l_2 dlouhý alespoň 20 cm. Indukčnost i odpor tohoto pomocného vedení již stačí k řádovému omezení vlivu C_{ext} na regulátor. V naprosté většině aplikací zdroje bude pochopitelně stačit délka rozvodu několik dm. Pak může být užito zapojení na obr. 102c (sekcce L, S propojeny na svorkovnici zdroje). Jako vodič je až do délky asi 50 cm vhodná tlustší síťová dvoulinka. Napájecí vedení již samo o sobě tvoří úsek, eliminující vliv externích kapacit na zanedbatelnou míru. V místě připojení k napájenému zařízení navíc použijeme elektrolytický kondenzá-

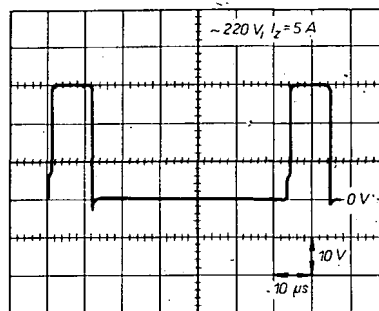
tor s velkou kapacitou (např. TE 981 – 2000 μ F), který vytvoří s výkonovým rozvodem účinný filtrační člen. Tím je zajištěno výrazné zlepšení průběhu $\Delta U_{s(t)}$. Z oscilogramu, obr. 104, je patrné, že amplituda i charakter zvlnění jsou srovnatelné s mnohem složitějšími regulátory.



Obr. 104. Průběh zvlnění výstupního napětí v podle obr. 102c (rozvod 40 cm, $C_{ext} = 2000 \mu F$, odporová zátěž)

Praktická kontrola odrušení zdroje, založená opět na poměrovém srovnávacím měření (TV přijímač – impulsní regulátor) s běžným AM přijímačem (bateriovým v blízkosti regulátoru – rušivá pole, síťový – rušivá napětí) opět prokázala, že rušení je v přípustných tolerancích. Běžný přijímač hraje bez rušivých interferencí ve vzdálenosti asi 2 m od regulátoru.

Nakonec ještě několik technických údajů, naměřených na vzorku. Typická účinnost je 62 %. Amplituda pomocného napětového impulsu, indukovaného na vinutí L_1 , Tr_2 je při změně síťového napětí od 190 do 240 V v rozsahu +3,5 až 5,5 V. Bázový proud spínacího tranzistoru I_{BS1} (vypočítaný z úbytku na odporu R_7) je za stejných podmínek v mezích 0,4 až 0,5 A. Díky tomu je spínací napětí U_{CES1} poměrně malé, typicky 0,6 V, tedy podstatně menší, než jsme původně předpokládali. Průběh napětového impulsu na katodě rektiferační diody je na obr. 105.



Obr. 105. Průběh napětí na katodě D

Závislost kmitočtu regulátoru (popř. intervalů T_a , T_b , T_c) na síťovém napětí při konstantním $I_z = 5$ A je v tab. 8.

Tab. 8.

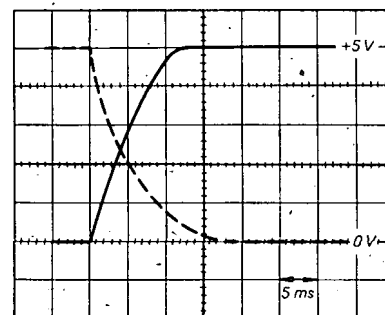
$I_z = 5$ A			
Sít. napětí [V]	T_a [μ s]	T_b [μ s]	T_c [μ s]
190	15	45	60
200	14	47	61
210	13	49	62
220	12	51	63
230	12	52	64
240	11,5	55	66,5

Vliv změny I_z při konstantním síťovém napětí je zřejmý z tab. 9.

Tab. 9.

$U = 220$ V			
I_z [A]	T_a [μ s]	T_b [μ s]	T_c [μ s]
1	10	přeruš. proud	77
2	14	71	85
3	13,5	65	78,5
4	13	60	73
5	12	51	63
5	11,5	45,5	57

Z oscilogramu na obr. 106 je zřejmý průběh U_s při vypnutí/zapnutí zdroje při $I_z = 5$ A.



Obr. 106. Typické průběhy U_s při zapnutí/vypnutí zdroje

Odchylka výstupního napětí při skokové změně I_z z 3 na 5 A a opačně, měřená při výstupním rozvodu podle obr. 102 c, je přibližně 100 mV, tj. 2 % z U_s .

Závěrem lze konstatovat, že i tento jednoduchý regulátor může být užit v řadě poměrně náročných aplikací.

Literatura

- [1] Trnka, Z.: Teoretická elektrotechnika. SNTL: Praha 1972.
- [2] Hajnoš, J.: Návrh filtračního kondenzátoru. ST 8/71.
- [3] Kyř, F.: Spojitý stabilizátor malých napětí. ST 1/81.
- [4] Sborník přednášek o impulsní regulovaných napájecích zdrojích. ZPA Děčín, 1979, 1981.
- [5] Bergmann, P.: Schaltspannungsregler. Elektronik 14/78.
- [6] Wüstehebe, J.: Gleichspannungswandler für Schaltnetzwerke. Elektronik 4/78.
- [7] Velthoven, K. v.; Koope, H.: Low-cost forward converters ease switching supply design. Electronics 2/78.
- [8] Krocze, K. D.: Bessere Schaltnetzwerke durch VMOS-Transistoren. Elektronik 4/78.
- [9] Krause, J.; Tihanyi, J.: SiPMOS: Microcomputer- und LSI-kompatible Leistungsschalter. Elektronik 8/81.
- [10] Ruschmeyer, K.: Ferritkerne für die Leistungselektronik. Elektronik 19/80.
- [11] Brethausen, K. H.; Schlenk, K. W.: Induktive Bauelemente der Leistungselektronik. Elektronik 3/81.
- [12] Skála, J.: Rušení a odrušování. AR B2/80.
- [13] Mattera, L.: Powering up with linear IC's. Electronics 3/77.
- [14] Murray, B.: Integrierte Bausteine für Schaltspannungsregler. Elektronik 24/80.
- [15] Würzburg, H.; Case, D.: Controlling switching supplies with LSI circuits. Electronics 31/77.
- [16] Caesar, R.: Neues Prinzip für Schaltnetzwerke. Elektronik 12/77.
- [17] Boschert, R. J.; Weissbach, E. A.: Schaltnetzwerke nach dem Flyback-Verfahren. Elektronik 6/80.
- [18] Picking the Proper Power Supply. Electronics 16/81.
- [19] Myers, R.; Peck, R. D.: 200 kHz Power FET Technology in New Modular Power Supplies. HP Journal 8/81.
- [20] Opatrný, P.: Stabilizovaný měnič napětí. ST 7/81.
- [21] Sendrané, G.: Gleichspannungswandler zur Hilfspannungserzeugung. Elektronik 14/81.
- [22] Pokorný, J.: Impulsní stabilizátor napětí 5 V/5 A pro napájení IQ. ST 11/81.
- [23] -iko-: Zvýšení účinnosti spínacího tranzistoru. ST 12/80.
- [24] Kyř, F.: Přepětová pojistka jako doplněk. ST 11/80.

DNY NOVÉ TECHNIKY '82

Ve dnech 10. až 18. června 1982 byla obnovena tradice společných expozic organizací výzkumné vývojové základny čs. elektroniky na „Dnech nové techniky“ elektronického výzkumu, které se konaly pod „patronací“ Výzkumného ústavu sdělovací techniky A. S. Popova v Praze.

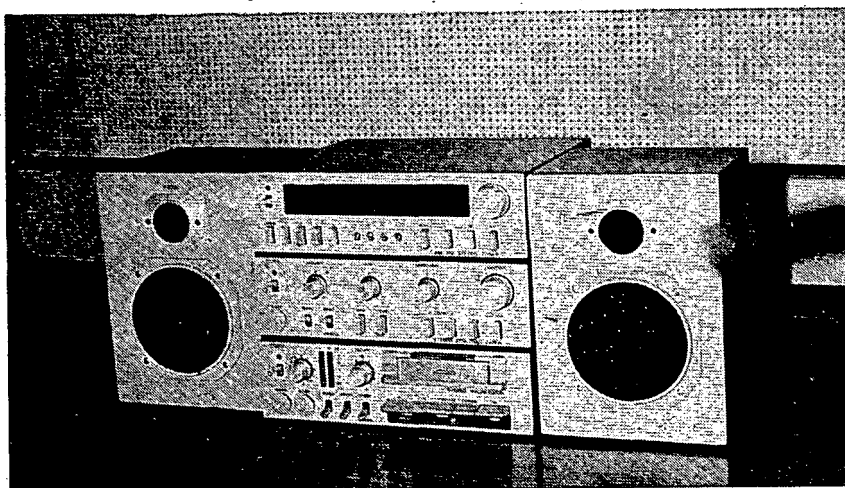
Téměř dvě desítky vystavovatelů z rezortu elektrotechnického průmyslu i ústavů ČSAV vystavovaly výsledky své práce dokumentující rozvoj současné čs. elektroniky. Vystavovatelé se snažili koncipovat výstavu nejen z věcného hlediska, ale i v návaznosti na požadavek urychleného

zavádění vývojových vzorků do výroby.

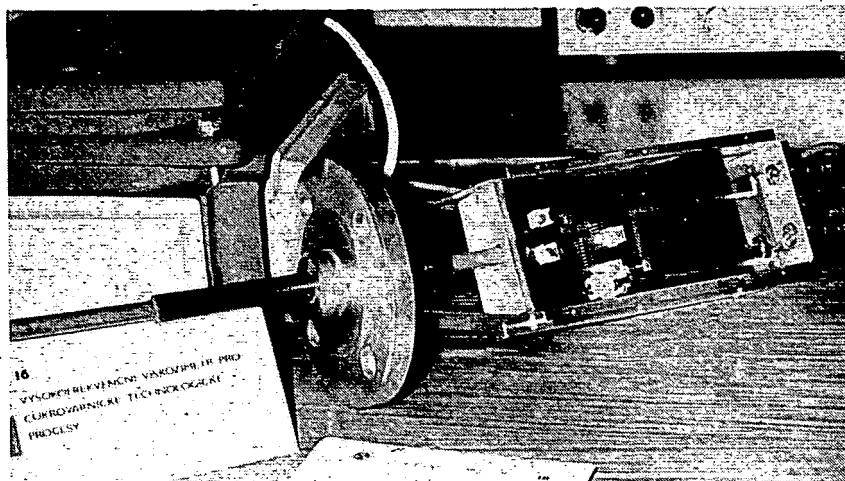
Výstava ukázala, že pracovníci výzkumu a vývoje jsou si plně vědomi nutnosti neodkladně naplňovat závěry XVI. sjezdu KSČ o urychleném rozvoji elektronizace československého národního hospodářství. Řada vystavených exponátů ukázala, že jsme ještě stále schopni vyrovnat zpoždění v této oblasti a v budoucnu i udržet krok s ostatními zeměmi společenství RVHP ve vyspělosti elektronického průmyslu.

Zahájení výstavy se zúčastnili předseda ČSAV, akademik B. Kvasil, ministr elektrotechnického průmyslu prof. ing. M. Kubát, DrSc., náčelník spojovacího vojska ČSLA genpor. ing. L. Stach, generální ředitel k. p. TESLA ELTOS M. Ševčík a řada dalších významných řídících a organizačních pracovníků elektronických výzkumných i průmyslových pracovišť ČSSR.

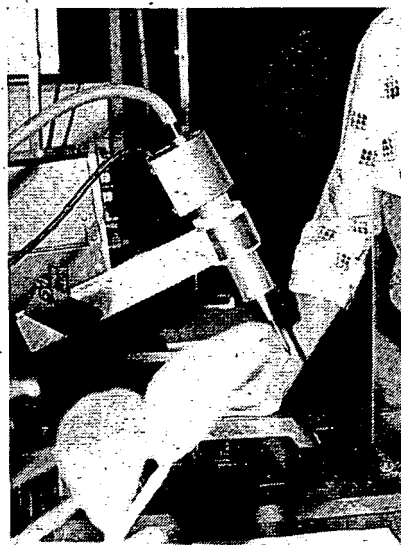
Na tiskové besedě pořádané v rámci zahájení výstavy byla zodpovězena řada dotazů k vývojovým tendencím a záměrům čs. elektroniky i některé z palčivých otázek, jako např. otázky týkající se výroby kapesních kalkulátorů, které, přestože jejich výroba byla zahájena již před několika lety, se dodnes v uspokojivém sortimentu a množství u nás nevyrobějí. K této otázce bylo řečeno, že pro náš průmysl není výhledově zajímavé po ekonomické stránce vyvíjet a zavádět do výroby sortiment kalkulátorů zejména proto, že vývoj příslušného čipu a jeho zavedení do výroby je značně drahé a pro stotisícové výrobní série (a v naší obchodní síti by výrazně větší zájem nebyl) se nevyplatí. Nelze totiž předpokládat, že bychom s našimi výrobky pronikli na zahraniční trhy, dnes po této stránce zcela saturované.



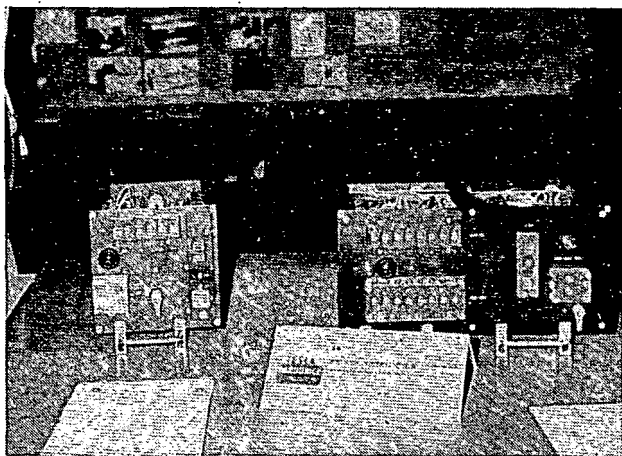
Řada přístrojů se sjednoceným designem – MINI řada TESLA – střední jakostní skupiny: přijímač AM-FM, kazetový magnetofon a stereofonní zesilovač ve dvou verzích – s černým povrchem a s povrchem z leštěného kovu



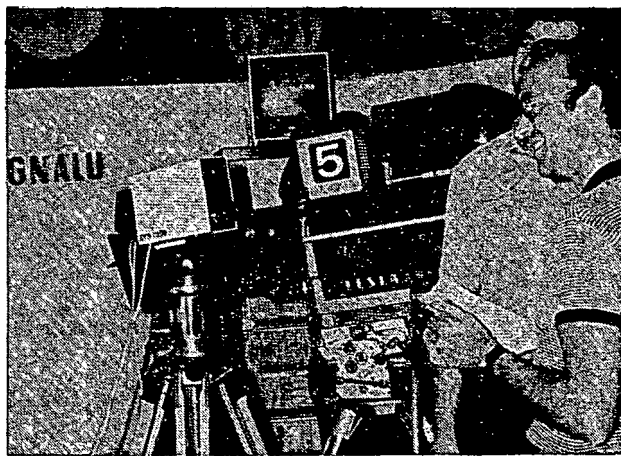
Vysokofrekvenční viskozimetr pro cukrovarnické technologické pochody, který změnu konzistence roztoku cukru převádí na údaj reflektometru, tento údaj se převodníkem zpracovává na unifikovaný výstupní signál. Měřicí kmitočet 150 MHz



Zařízení k vyjímání integrovaných obvodů z desek s plošnými spoji (pájka se taví a současně odfukuje, součást lze po operaci volně vyjmout)



Impulsní napájecí zdroje s velkou klimatickou odolností



Část pracoviště s přístroji pro digitální přenos úplného barevného televizního signálu v uzavřených systémech

Uvažuje se proto o nákupu minikalkulátorů v SSSR, kde je již vyráběn velmi bohatý sortiment od jednoduchých (ploché o tloušťce asi 3 mm), přes vědecké programovatelné až po kancelářské s miniaturní tiskárnou. Sortiment sovětských kalkulátorů byl „mimo soutěž“ též předveden na výstavě.

Na tiskové besedě bylo také řečeno, že se u nás neuvažuje v budoucnu s výrobou zařízení pro špičkovou reprodukční techniku (rozhlasové přijímače, gramofony, magnetofony, videomagnetofony apod.) a to ze stejných ekonomických důvodů, jejichž důsledkem je kromě jiného i značně velká maloobchodní cena.

Podniky TESLA se chtějí zaměřit zejména na výrobky středně jakostních tříd určených pro širokou spotřebitelskou oblast, u nichž lze předpokládat i značný odbyt na zahraničních trzích. V této střední jakostní třídě byla předvedena např. „minivěž“ (ve dvou verzích), vyvinutá ve VÚST A. S. Popova, a stereofonní gramofon zcela nové koncepce; tyto výrobky jsou přes svoji jednoduchost velmi vkusně řešeny a mají velmi dobré technické parametry.

Většina vystavovaných exponátů již signalizovala výsledky změny v názírání na elektronický průmysl a jeho roli a široké uplatnění v národním hospodářství. Potvrdilo se to zejména u exponátů z oblasti mikrovlnné techniky, součástek pro elektroniku (zejména u obvodů velkoplošné integrace a hybridních integrovaných obvodů), výpočetní techniky, měřicí a testovací techniky, optoelektroniky (překvapila miniaturní laserová polovodičová dioda) aj.

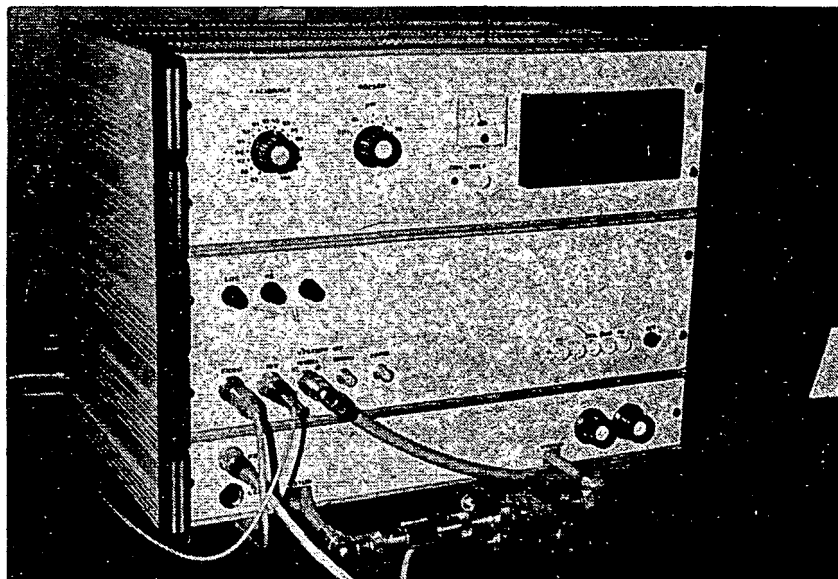
Přesto, že se výstavy účastnilo svými výrobky množství výzkumných a vývojových pracovišť, je nutno konstatovat, že mezi exponáty byl citelný nedostatek vývojových vzorků, určených k široké potřebě, tj. z oblasti tzv. spotřební elektroniky. Působilo to dojmem, že ve spotřebitelské „stéře“ již není (kromě reprodukční techniky) co zlepšovat, jak doplňovat sortiment, i když samozřejmě pravý opak je pravdou. Mám na mysli především nejrůznější zařízení umožňující úspory elektrické energie (vzhledem ke stávajícímu stavu), tzv. malou automatizaci (klimatizace, odběr energie či pohonných, popř. topných hmot, atd.) či zjednodušení obsluhy.

Odborně zdatní návštěvníci výstavy také postrádali systémy, zprostředkující

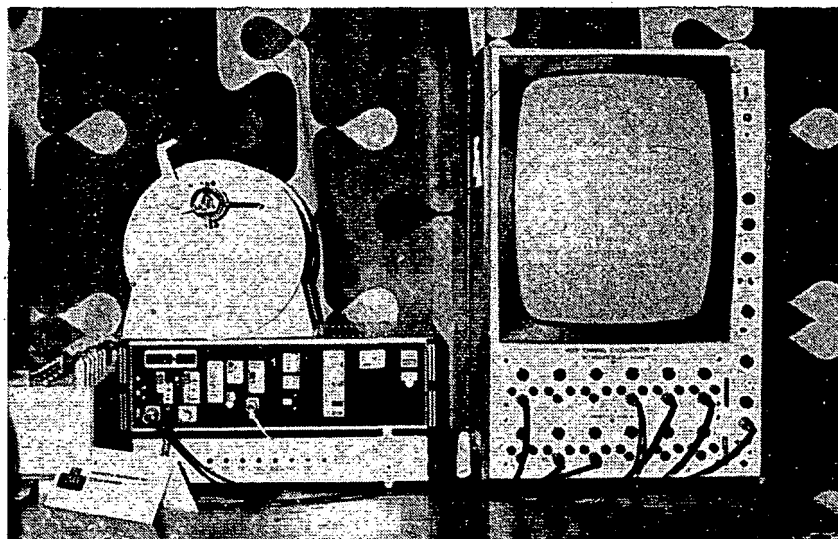
digitalizaci rozličných analogových či polohových signálů, techniky, která se ve světě již značně rozšířila a u nás se prosazuje zatím víceméně amatérsky. I zde bude tedy třeba vyvinout značné

úsilí, aby dluh úsporám energie, digitalizaci (tj. větší přesnosti), automatizaci apod. čs. elektronika co nejrychleji a čestně vyrovnala.

JaK



Měřič šumových parametrů a zesílení k měření šumových vlastností tranzistorů (čtyřpólů) metodou proměnného odporu generátoru. Jmenovitý měřicí kmitočet 1 GHz



Hmotnostní spektrometr pro výzkum ionosféry, k měření chemického složení ionizované i neutrální složky ionosférické plazmy